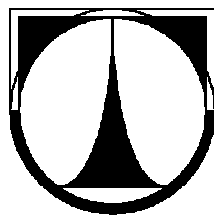


**TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI**  
Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií



**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

**Napájecí regulovatelný zdroj**

**Controlled power source**

---

**TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI**  
Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

Studijní program: B 2612 – Elektrotechnika a informatika  
Studijní obor: 2612R011 – Elektronické informační a řídicí  
systémy

**Napájecí regulovatelný zdroj**

**Controlled power source**

**Bakalářská práce**

Autor: **Zbyněk Pollak**  
Vedoucí BP práce: Ing. Jan Koprnický  
Konzultant: Ing. Jan Václavík

**V Liberci 19. 5. 2006**

**Tady bude list s originálním zadáním práce.**

## **Prohlášení**

Byl(a) jsem seznámen(a) s tím, že na mou diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 o právu autorském, zejména § 60 (školní dílo).

Beru na vědomí, že TUL má právo na uzavření licenční smlouvy o užití mé DP a prohlašuji, že **s o u h l a s í m** s případným užitím mé diplomové práce (prodej, zapůjčení apod.).

Jsem si vědom(a) toho, že užít své diplomové práce či poskytnout licenci k jejímu využití mohu jen se souhlasem TUL, která má právo ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, vynaložených univerzitou na vytvoření díla (až do jejich skutečné výše).

Diplomovou práci jsem vypracoval(a) samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím diplomové práce a konzultantem.

Datum

Podpis

## **Poděkování**

Na tomto místě bych rád poděkoval vedoucímu své bakalářské práce Ing. Janu Koprnickému a konzultantovi Ing. Janu Václavíkovi za cenné rady a pomoc, bez kterých by tato bakalářská práce nemohla vzniknout.

## **Abstrakt**

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem spínaného napájecího zdroje pro napájení a experimenty s vysokotlakou halogenidovou výbojkou. Zdroj má typologii snižujícího propustného napěťového měniče s použitím spínacích výkonových IGBT tranzistorů. Ve zprávě je postupně vysvětlen princip spínaného zdroje a princip funkčnosti IGBT tranzistorů. Hlavní částí bakalářské práce je řešení měniče, kreslení elektrických schémat a tvorba plošných spojů. Výsledkem této bakalářské práce je spínaný napájecí zdroj s výstupním napětím  $0 \div 250 \text{ V}$  a výstupním proudem  $0 \div 30 \text{ A}$ .

## **Abstract**

This bachelor work is focused on design of switched power supply for feeding source and for experiments with high-pressure halide vacuum tube. Power supply has typology of decreased forward voltage converter with used of switched IGBT power transistor. In this work fundamentals of switched power supply and functionality of IGBT transistors are explained. The main aims of this work are solution of voltage converter, electrical scheme drawing and production of printed circuits. The result of this work is switched power supply with output voltage range  $0 \div 250 \text{ V}$  and output current range  $0 \div 30 \text{ A}$ .

# Obsah

0	Úvod.....	9
1	Teoretická část .....	10
1.1	Problematika spínaných zdrojů.....	10
1.2	Budoucnost spínaných zdrojů.....	11
1.3	Základní struktura spínaných zdrojů.....	13
1.3.1	Snižování napětí.....	15
1.3.2	Zvyšování napětí.....	17
1.4	Rozdělení základních zapojení spínaných zdrojů.....	18
1.4.1	Propustné zapojení.....	18
1.4.2	Akumulující zapojení.....	21
1.4.3	Dvojčinná zapojení .....	21
1.5	Spínání velkých výkonů (spínací vlastnosti IGBT).....	22
1.6	Pulzně šířková modulace .....	24
1.7	Teorie použitých IGBT tranzistorů a jejich výhody .....	26
1.8	Program Eagle.....	28
1.8.1	Editor schémat .....	28
1.8.2	Editor plošných spojů .....	28
2	Návrh a postup řešení spínaného zdroje .....	30
2.1	Modul supply .....	31
2.1.1	Výkonová větev .....	32
2.1.2	Napájení řídicích obvodů.....	33
2.2	Modul modulátor .....	34
2.3	Modul output.....	36
2.4	Návrh desek plošných spojů .....	37
2.4.1	Modul supply .....	38
2.4.2	Modul modulátor .....	38
2.4.3	Modul output.....	39
	Závěr .....	40
	Literatura.....	41
	Příloha A1: Schéma zapojení modulu Supply .....	42
	Příloha A2 : Deska plošných spojů a rozmístění součástek modulu supply.....	43
	Příloha A3: Součástky použité v modulu supply.....	44

Příloha B1: Schéma zapojení modulu modulátor .....	46
Příloha B2: Rozmístění součástek a deska plošných spojů modulu modulátor ve vrchní vrstvě.....	47
Příloha B3: Rozmístění součástek a deska plošných spojů modulu modulátor ve spodní vrstvě.....	48
Příloha B6: Součástky použité v modulu modulátor .....	49
Příloha C1: Schéma zapojení modulu output .....	50
Příloha C2: Rozmístění součástek a deska plošných spojů modulu output.....	51
Příloha C4: Součástky použité v modulu output .....	52



## 0 Úvod

Cílem této bakalářské práce je seznámení s problematikou spínaných zdrojů, konkrétně propustných měničů, dále spínacích výkonových součástek, spínání a rozpínání velkých výkonů, návrhu schémat zapojení a návrhu desek plošných spojů. Dalším cílem je následně aplikovat nastudované poznatky na realizaci napájecího regulovatelného zdroje vycházejícího z koncepce propustného měniče o výkonu 4kW. Ověření funkce bude prováděno na vysokotlaké halogenidové výbojce.

V první části zpracované zprávy bude vysvětlena problematika spínaných zdrojů, spínání velkých výkonů, spínacích výkonových součástek a technologií použitých k realizaci návrhu. V druhé části zprávy bude interpretováno principiální zapojení a funkčnost jednotlivých modulů realizovaného spínaného zdroje, postup návrhu desek plošných spojů, oživení modulů a změření příslušných charakteristik.

# 1 Teoretická část

V převážné části teoretického textu bylo čerpáno z publikace A. Krejčířka [1].

## 1.1 Problematika spínaných zdrojů

Spínané zdroje jsou moderní náhradou síťových zdrojů s běžným transformátorem. Popularita spínaných zdrojů v poslední době velmi roste a stávají se převažující skupinou zdrojů na trhu. Umožňují vytvářet kompaktní přístroje s malou hmotností a objemem a s velkou účinností. Praktický návrh spínaných zdrojů je však mnohem komplikovanější, než u zdrojů lineárních a náročnost na výběr součástek jejich návrh dále komplikuje [1].

### Porovnání s lineárními zdroji

Největší *výhodou* spínaných zdrojů je jejich vysoká účinnost a to zejména v případech omezeného výkonu dodávaného z baterií, dále jejich váha a rozměry. Přes komplikace návrhu procento spínaných zdrojů stále roste a dnes se dá odhadnout, že jejich nasazení je zajímavé u všech zdrojů již okolo výkonu 20 W. Výhodou spínaných zdrojů, vyplývající z vysokého pracovního kmitočtu, je snadná filtrovatelnost zbytků střídavé složky. Tato vlastnost se však uplatní až při podstatně vyšších kmitočtech, než je kmitočet sítě a proto spínané zdroje s tyristory, pracující právě na kmitočtech 50 Hz, či o něco málo vyšších, jsou dnes nepoužitelným anachronismem.

Nicméně *nevýhodou* spínaných zdrojů právě z hlediska jejich vysoké pracovní frekvence je vyšší cena jednotlivých součástek, které musí na takto vysokých kmitočtech spolehlivě pracovat (mezní kmitočty tranzistorů a diod, rozptylové kapacity transformátorů a stejnosměrné odpory elektrolytických kondenzátorů). Právě s postupně klesající cenou těchto součástek klesá i výkonová hranice efektivního využití spínaných zdrojů.

Srovnání spínaných zdrojů s lineárními je přehledně uvedeno v Tabulka 1. Účinnost spínaných zdrojů se běžně pohybuje v rozmezí od 70 % do 80 % a to i v případě velmi špatných spínaných zdrojů od 60 % do 65 %. Obdobné lineární zdroje podobných parametrů by stěží mohly dosáhnout účinnosti lepší než 50 %, obvykle se jejich účinnost pohybuje okolo 30 %.

Podstatné zlepšení účinnosti se dosahuje v okolí pracovních kmitočtů 20 kHz, avšak dnešní součástky umožňují i konstrukci spínaných zdrojů, které pracují na kmitočtech 100 kHz až 1 MHz s účinností 8× lepší, než jejich obdobná lineární zapojení s podobnými vlastnostmi. Další parametry mohou být přinejmenším porovnatelné.

**tabulka 1 Porovnání lineárních a spínaných zdrojů (zdroj [1])**

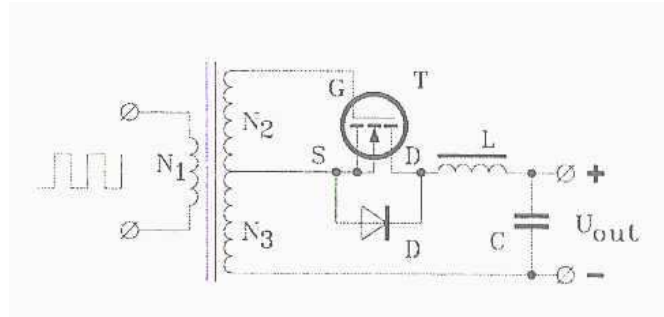
parametr	spínaný zdroj	lineární zdroj
účinnost	75 %	30 %
velikost	0,2 W/cm <sup>3</sup>	0,05 W/cm <sup>3</sup>
váha	100 W/kg	20 W/kg
výstupní zvlnění	50 mV	5 mV
šumové napětí	200 mV	50 mV
odezva na skok	1 ms	0,02 ms
doba náběhu	20 ms	2 ms
cena	přibližně konstantní	roste s výkonem

S rostoucím kmitočtem a kvalitou součástek se dále poměr parametrů mění ve prospěch spínaných zdrojů.

## 1.2 Budoucnost spínaných zdrojů

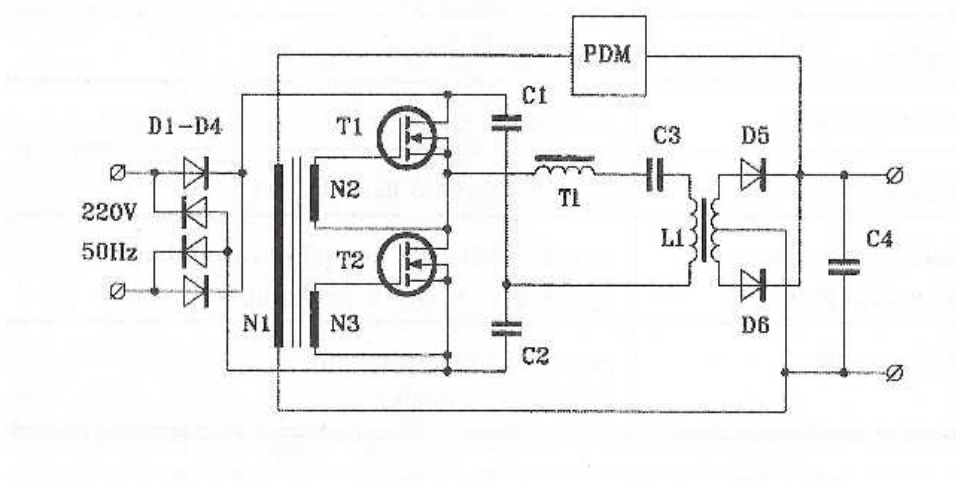
Předpokládá se a to zejména v souvislosti se snižováním příkonů výpočetní techniky (notebooky) s nutným snižováním výkonů, pro které budou již spínané zdroje výhodné i ekonomicky. Současné bipolární transistory umožňují pracovat na spínacích frekvencích do 200 kHz a FET tranzistory již do 1 MHz. S dalším rostoucím kmitočtem budou klesat zejména rozměry spínaných zdrojů a snadnost filtrace spínacích produktů. V současné době jsou zejména limitující omezené šumové poměry spínaných zdrojů, které jsou specifikovány řadou národních norem, které se liší. Směr řešení těchto problémů vede na neustále dokonalejší filtry, tedy opět na zvyšování frekvencí a kvality pasivních prvků. V neposlední řadě se předpokládá vliv nových aplikačních zapojení, jako jsou např. *synchronní usměrňovač*, které začínají nahrazovat klasické, ale i Schottkyho diody. Jestliže při napájecích napětích okolo 5 V byly užívány diody s propustným (a tedy i ztrátovým) napětím 0,5 až 1 V, pro systémy procesorů a pamětí s napájecím napětím 3,3 V je třeba hodnoty propustných napětí snižovat, aby neklesala energetická účinnost.

Synchronní usměrňovače umí pracovat s propustnými napětím 0,2 až 0,5 V. Zapojení takového synchronního usměrňovače viz. Obrázek 0. Obsahuje tranzistor TMOS, jehož vodivý kanál N vzniká v případě, že řídicí elektroda G je kladně polarizována uvnitř tranzistoru.



Obrázek 0 Synchronní usměrňovač (zdroj [1])

Kladné napětí pro elektrodu G získáváme z vinutí  $N_2$ , které je nevýkonové oproti výkonovému vinutí  $N_3$ . K sepnutí vlivem vzniku kanálu N dochází velmi rychle stejně jako k jeho zániku (doba závěrného zotavení je menší než 100 ns) a přitom při průchodu proudem je na tranzistoru mezi elektrodami S a D (na sepnutém kanále) úbytek napětí do 0,2 V. Současné TMOS tranzistory jsou schopny na rozepnutém kanále udržet napětí okolo 30 V. Jiné zajímavé zapojení spínavého zdroje je SRPS = series resonant power supply, tj. výkonový zdroj na principu sériové rezonance. Jeho principiální zapojení viz. Obrázek 0.



Obrázek 0 Rezonanční spínaný zdroj (zdroj [1])

Síťové (střídavé) napětí se nejprve usměrní a běžným způsobem vyfiltruje. Dva spínací MOS tranzistory spolu se dvěma kondenzátory  $C_1$  a  $C_2$  tvoří tímto stejnosměrným napětím napájený můstek v jehož úhlopříčce se nalézá laděný sériový rezonanční obvod  $C_3 + L_1$ . Indukčnost  $L_1$  je tvořena primárním vinutím hlavního transformátoru. Ve správném pracovním režimu (na výstupu je požadované napětí) obvod PDM na svém výstupu budí pomocný transformátor impulsy s opakovací frekvencí  $f_0$ . Další vinutí tohoto pomocného transformátoru zajišťují časovaná otvírání jednotlivých spínacích tranzistorů. Jakmile se však z nějakých důvodů změní na výstupu požadovaná hodnota napětí, např. směrem dolů (klesá), pak obvod PDM změní frekvenci tak, aby se pracovní kmitočet  $f_0$  přiblížil rezonančnímu kmitočtu  $f_r$  obvodu  $C_3 + L_1$ .

**Tabulka 1 Vlastnosti SRPS (zdroj [1])**

<b>vlastnost</b>	<b>Popis</b>
pracovní frekvence	0,5 až 1 MHz SINUS
rozměry	malé rozměry transformátoru
šumové poměry	jsou minimalizované spínáním v nule
účinnost	vysoká, obvykle nad 80 %
poměr špičkového a pracovního proudu	vysoký vzhledem ke zpětnovazebnímu systému s vysokým zesílením
řízení obvodů	pomocí běžných integrovaných typů VCO a PWM

Rezonančním obvodem vzrůstá proud (klesá jeho impedance), do transformátoru se dostává více energie a výstupní napětí tím roste směrem k původní velikosti. Naopak při vzrůstu výstupního napětí (např. odlehčením zdroje odpojením části zátěže) výstupní frekvence PDM se od rezonanční frekvence  $f_r$  vzdaluje a odpor rezonančního sériového obvodu  $C_3 + L_1$  roste a tím klesá proud tímto obvodem a následkem i výstupní napětí. Vzhledem k tomu, že strmost boků rezonanční křivky je nesmírně vysoká, je tato regulace velmi citlivá na malé změny výstupního napětí a samozřejmě i rychlá.

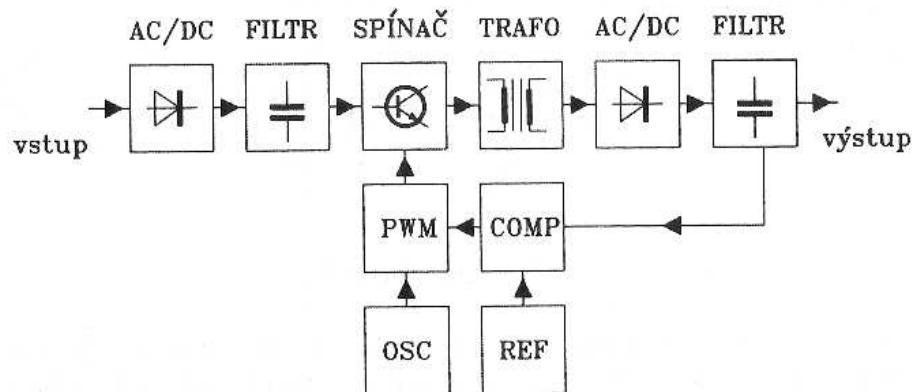
### 1.3 Základní struktura spínaných zdrojů

Spínaný zdroj se skládá z několika základních částí, znázorněných viz Obrázek 0. Ne vždy obsahuje všechny (výstupní filtr) a často obsahuje i některé části navíc (vstupní

usměrňovač). Podmínkou činnosti spínaného zdroje (bez usměrňovače) je stejnosměrné vstupní napětí, pokud možno co nejvíce zbavené střídavé složky, která vzhledem ke svému nízkému kmitočtu (50 Hz) snadno prochází celým filtrem až na jeho výstup.

Jsou tedy dvě možnosti, buď *vstupní napětí stejnosměrné* a s obvykle velmi malým vnitřním odporem a pak náročnost na vstupní filtr není vysoká, nebo v druhém případě je *vstupní napětí střídavé* a po jeho usměrnění vstupním usměrňovačem je potřeba důkladně vyhladit jeho zbytkové zvlnění vstupním filtrem.

Jak usměrňovač, tak i vstupní filtr musí být dostatečně účinné na síťovém kmitočtu 50 Hz, což vede na užití prakticky libovolných usměrňovacích diod (vhodných parametrů), ale zároveň klade značné nároky na filtrační člen ( RC, LC ), který i na takto nízkém kmitočtu musí být dostatečně účinný.



Obrázek 0 Blokové schéma spínaného zdroje (zdroj [1])

Abychom mohli vstupní napětí transformovat, je nutné jej převést na střídavý tvar, což se ve spínaném zdroji provádí pomocí vysokofrekvenčních spínacích tranzistorů, které při kmitočtech 20 kHz až 1 MHz vytvoří střídavý obdélkový průběh. Vlastní transformace velikosti napětí probíhá buď na indukčnosti, nebo na transformátoru. Výstupní střídavé napětí je nutno usměrnit a opětně vyfiltrovat obsah jeho střídavé složky. Přitom naopak vzhledem ke vstupním obvodům jsou vysoké požadavky kladeny na diody, které musí vykazovat usměrňovací efekt na pracovním kmitočtu (malá kapacita přechodu, malá spínací a zejména vypínací doba). Na výstupní filtr již zdaleka nejsou kladeny takové požadavky, protože pracuje na vysokém kmitočtu a jeho filtrační účinky na tomto kmitočtu jsou vynikající.

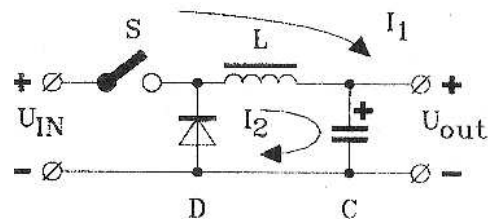
Všechny spínané zdroje jsou řízeny zpětnou vazbou, která snímá velikost výstupního (výstupních) napětí, případně výstupního (nebo vstupního) proudu a pomocí řídicí logiky řídí spínání spínacích tranzistorů.

Principiální funkční zapojení spínaných zdrojů lze rozdělit do několika skupin:

- a) Obvody *bez indukčností*, založené na násobení napětí pomocí usměrňovačů. Střídavé napětí pro transformaci se vyrábí spínáním a rozpínáním tranzistorů, principiálně se jedná o řízené astabilní klopné obvody.
- b) Obvody *s indukčností*, kdy indukčnost je zapojena do série se spínacím prvkem, viz Obrázek 0.

### 1.3.1 Snižování napětí

Indukčnost je zde zapojena jako část integračního LC článku. Výstupní kondenzátor C je dobíjen proudem  $I_1$  a na kondenzátoru, po sepnutí spínače S, roste napětí a to tím pomaleji, čím je větší kapacita C a indukčnost L.



1) Po rozeznutí spínače S se snaží indukčnost L udržet směr a velikost svého proudu. Energie, akumulovaná během první etapy (v době sepnutého spínače S) se mění na dobíjecí proud  $I_2$  kondenzátoru C. Aby však proud  $I_2$  mohl v tomto obvodu protékat, je třeba dosud popsané součástky doplnit o diodu D, uzavírající proudový obvod proudu  $I_2$ . Z daného popisu principu činností tohoto obvodu plyne, že během první části (sepnut S) napětí na výstupu roste, kdežto během druhé části (spínače S rozeznut) výstupu napětí klesá. Je-li však spínání a rozpínání spínače S dostatečně rychlé, je výstupní zvlnění napětí  $U_{out}$  o stejném kmitočtu a dobře je možno je filtrovat. Dále z uvedeného plyne, že výstupní napětí  $U_{out}$  může být maximálně tak veliké, jako je napětí vstupní  $U_{in}$ . Budeme-li prodlužovat dobu  $t_1$ , kdy je S sepnut, výstupní napětí poroste stejně jako v případě, kdy budeme dobu  $t_2$  zkracovat. Chceme-li výstupní napětí

snížit, pak snížíme dobu  $t_1$ , případně zvýšíme dobu  $t_2$ . V anglosaské literatuře tento princip najdeme pod označením Step-Down nebo BUCK.

Matematický popis činnosti tohoto obvodu je rozdělen do dvou částí:

a/ *spínač S je sepnut po dobu  $t_1$ , proud indukčností narůstá podle vztahu:*

$$U_L = L \cdot dI / dt \Rightarrow (U_{IN} - U_{OUT}) \cdot t_1 / L = dI_1 \quad (1.1)$$

kde  $U_L$  je napětí na indukčnosti.

b/ *spínač S rozepneme (doba  $t_2$ ) a proud cívku pokračuje na počátku tohoto intervalu stejným směrem a o stejné velikosti:*

$$dI_1 = dI_2, \quad (1.2)$$

ale bude klesat podle stejného vztahu:

$$U_L = L \cdot dI / dt \Rightarrow -U_{OUT} \cdot t_2 / L = -dI_2 \quad (1.3)$$

Platí-li však pro okamžik vypnutí kontaktu S výše uvedená rovnost, lze položit sobě rovny i druhé strany rovnice:

$$U_{OUT} \cdot t_2 = (U_{IN} - U_{OUT}) \cdot t_1 \quad (1.4)$$

a z toho úpravou získáme:

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot [t_1 / (t_1 + t_2)] = U_{IN} \cdot t_1 / T = U_{IN} \cdot \delta, \quad (1.5)$$

kde  $\delta [ - ]$  je vždy menší než jedna a proto toto zapojení může pouze snižovat vstupní napětí. Vycházíme-li z předpokladu rovnosti vstupního výkonu (při teoreticky stoprocentní účinnosti) dostaneme:

$$U_{IN} \cdot I_{IN} = U_{OUT} \cdot I_{OUT} \quad (1.6)$$

a z toho určíme výstupní proud:

$$I_{OUT} = I_{IN} \cdot (U_{IN} / U_{OUT}), \quad (1.7)$$

tj. poměr proudů je dán převráceným poměrem napětí. Vstupní proud je pulzního průběhu, výstupní proud pouze kolísá o  $\pm 1 / 2 dI_{OUT}$  okolo hodnoty  $I_{OUT}$ , přičemž



superpozice  $I_{OUT} + 1 / 2 dI_{OUT}$  je právě rovna  $I_{IN}$ . Již z tohoto prvního zapojení plyne, že regulace obou dob  $t_1$  a  $t_2$  může být prováděna dvěma zásadně jinými způsoby a to:

A) *jedna z dob (ať již  $t_1$  nebo  $t_2$ ) je konstantní* a mění se doba druhá – to vede na systém s proměnnou frekvencí, což je z řady důvodů nevýhodné, jak bude ukázáno dále

B) *součet obou dob je konstantní*, tj.  $t_1 + t_2 = T = 1 / f = \text{konst.}$  K regulaci dochází tak, že při poklesu např. doby  $t_1$  o stejnou část naroste doba  $t_2$ . tento princip má celou řadu výhod a v současné době jeho využívání převládá. Oba uvedené principy však mohou být využity i u dalších zapojení.

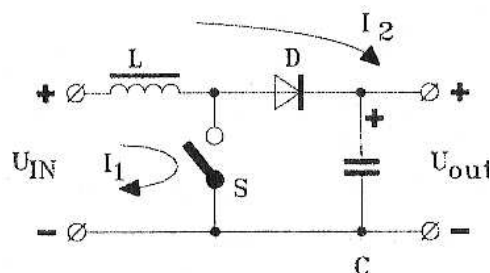
### 1.3.2 Zvyšování napětí

Další zapojení stejných stavebních prvků spínaného zdroje, kde indukčnost je opět v sérii, ale spínač je paralelně na zem, viz Obrázek 0. Během doby  $t_1$  (sepnutý spínač S) se výstupní kondenzátor vybíjí do zátěže a aby se nevybíjel i přes sepnutý spínač S, je oddělen diodou D, která je při sepnutém spínači S polarizována v závěrném směru a nevede. Ze zdroje stejnosměrného napětí  $U_{IN}$  teče proud  $I_1$ , přes indukčnost L a spínač S a energie se akumuluje v magnetickém poli indukčnosti o velikosti

$$A = 1 / 2 \cdot L \cdot I_1^2, \quad (1.8)$$

proud  $I_1$  indukčnost narůstá až do okamžiku, kdy je spínač S rozeprt. V tomto okamžiku indukčnost chce opět udržet směr a velikost proudu  $I_1$  a vzniká na ní indukované napětí:

$$U_{ind} = - L \cdot dI_1 / dt \quad (1.9)$$



Obrázek 0 Zvyšování napětí (zdroj [1])

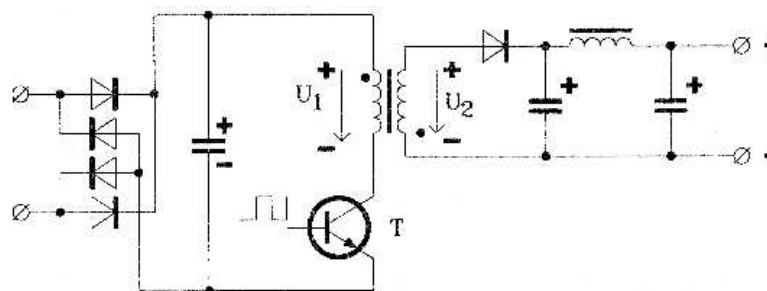
Toto napětí se sčítá s napětím napájecího zdroje  $U_{IN}$  a obě napětí v sérii prohánějí proud  $I_2$  do výstupního kondenzátoru  $C$  (a zatěžovacího odporu, je-li připojen). Protože velikost indukovaného napětí  $U_{ind}$  závisí na hodnotě indukčnosti cívky  $L$ , na velikosti původního proudu  $I_1$  a na rychlosti rozepnutí spínače  $S$  ( $dt$ ), pak toto napětí není amplitudově omezeno a může být teoreticky libovolně vysoké, Po sečtením s napětím  $U_{IN}$  je tedy výstupní napětí  $U_{out}$  vždy vyšší, jak  $U_{IN}$ . V anglosaské literatuře se tento typ obvodu uvádí pod názvy Step-Up nebo také BOOST.

## 1.4 Rozdělení základních zapojení spínaných zdrojů

Zapojení spínaných zdrojů jsou všeobecně komplikovaná a pro jejich znalost je nutno znát i vnitřní zapojení specializovaných integrovaných obvodů, které jsou v těchto zdrojích užívány. Nicméně odhlédneme-li od oblasti obvodů zpětnovazebních stabilizací, lze spínané zdroje rozdělit podle jejich zapojení a funkce do několika základních skupin, a to *propustné*, *akumulující* a *dvojčinné zapojení*. Jednotlivá zapojení se obvykle rozlišují podle způsobu přenosu energie z primárních obvodů do obvodů sekundárních. Propustné zapojení je popsáno detailněji, protože na tomto principu se zakládá řešený spínaný zdroj.

### 1.4.1 Propustné zapojení

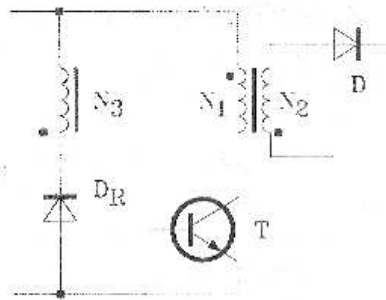
V anglických publikacích označováno jako FORWARD. Charakterizováno je přímým přenosem energie přes transformátor, tj. teče-li proud primárním vinutím (v okamžiku sepnutí spínačem), teče současně i sekundárním vinutím. Je to určeno vzájemnou polaritou primárního a sekundárního vinutí a polaritou výstupní diody, viz. Obrázek 0.



Obrázek 0 Propustné zapojení (zdroj [1])

Tečka u jednotlivých vinutí označuje začátek vinutí. Buď jsou obě vinutí vinuta souhlasně a obě tečky jsou nahoře, pak kladné polaritě vstupního napětí transformátoru odpovídá záporná polarita výstupního napětí, nebo je jedna z teček dole a druhá nahoře – tím je označeno, že vinutí jsou vinuta opačně a tedy kladnému napětí na vstupu odpovídá kladné napětí na výstupu – Obrázek 0.

I propustné zapojení lze doplnit rekuperační diodou a rekuperačním vinutím, viz. Obrázek 0., ale jejich použití není u tohoto zapojení nezbytné, pouze zlepšuje účinnost využití té části energie, která zůstává po rozepnutí tranzistoru akumulována v magnetickém poli primární cívky transformátoru.



**Obrázek 0** Rekuperační vinutí (zdroj [1])

Popis činnosti je dán opět ve dvou časových intervalech  $t_1$  a  $t_2$ . Během doby  $t_1$  platí:

$$U_{IN} \cdot t_1 / L_1 = dI_C, \quad (1.10)$$

během doby  $t_2$  platí:

$$-(U_{out}) \cdot t_2 / (p \cdot L_1) = dI_C \quad (1.11)$$

a opět porovnáním obou rovnic dostaneme:

$$U_{out} = U_{IN} \cdot p \cdot \delta / (1 - \delta) \quad (1.12)$$

Převodní poměr transformátoru je dán vztahem:

$$P = N_2 / N_1 = U_2 / U_1 \quad (1.13)$$

Výsledný vztah pro  $U_{out}$  ukazuje, že výstupní napětí může být opět jak vyšší, tak nižší, než napětí vstupní, ale vlivem převodního poměru transformátoru  $p$  při jiném rozsahu hodnot  $\delta$  než u zapojení invertujícího.

Propustné zapojení spínaného zdroje viz. Obrázek 0 mívá účinnost okolo 80 % a doporučuje se, aby střída spínání spínacího prvku nepřesáhla 40 % (střída je poměr  $s = t_1 / t_2 =$  doba sepnutí spínače ku době rozepnutí spínače, vyjádřená buď jako např. 0,4 nebo jako uvedených 40 %) aby bylo možno dosáhnout uvedené účinnosti. Pracovní kmitočty těchto spínaných zdrojů bývá podle kvality tranzistoru, diod a transformátoru v rozmezí od 50 kHz do 500 kHz. Tranzistor T je nutno dimenzovat minimálně na proud:

$$I_{Cmax} > 2 \cdot P_{výst} / (v \cdot s \cdot U_{INmin} \cdot \sqrt{2}) \quad (1.14)$$

a na napětí:

$$U_{Cemax} > 2 \cdot U_{Inmax} \cdot \sqrt{2} \quad (1.15)$$

kde  $U_{IN}$  je vstupní stejnosměrné napětí,  $P_{výst}$  je odebíraný výstupní výkon,  $s$  je střída  $t_1 / t_2$  a  $v$  je účinnost spínaného zdroje (0,8). V zapojení lze stejně dobře užít tranzistor jak bipolární, tak unipolární. Tento typ obvodu je obvykle nejlevnější, avšak užívá se pouze pro malé výstupní výkony. Obvykle mívá i vyšší přípustnou hodnotu zvlnění výstupního napětí. Pro síťové vstupní napětí 220 V je nutno dostatečně dimenzovat spínací tranzistor napěťově, protože při 220 V efektivních je maximální hodnota  $U_{Inmax} = 310$  V a tranzistor je namáhán dvojnásobkem této špičkové hodnoty, tj. napětím 620 V. Protože síťové napětí může kolísat do kladných hodnot až o 20 %, je nutno reálný tranzistor dimenzovat na napětí okolo  $U_{CEmax} = 1$  kV. Přitom jeho spínací a vypínací doby by měly být zanedbatelné oproti opakovací době:

$$t_{on} = t_{off} \ll T = t_1 + t_2 = 1 / f_{opak} \quad (1.16)$$

tj. při požadovaném kmitočtu cca 100 kHz je doba periody 10  $\mu$ s a zapínací a vypínací doby by se měly pohybovat cca o dva řády níže, tj. okolo 100 ns. Obdobné parametry musí platit i pro všechny užití diody.

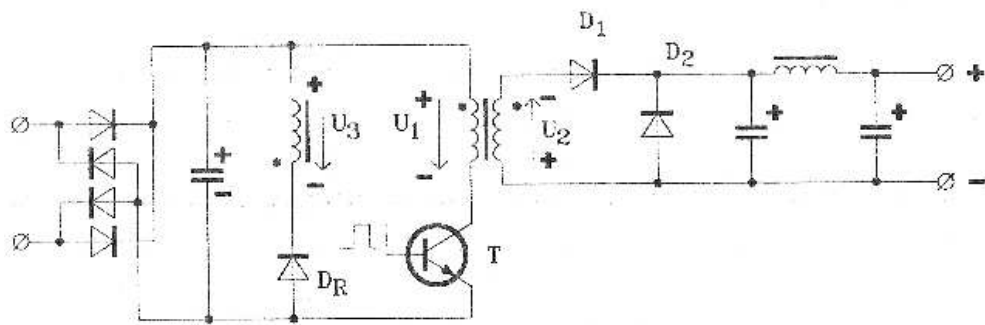
Pro tento typ spínaného zdroje je podstatný režim jeho činnosti, ve kterém se nachází. Pokud zatěžovací proud klesá pod jistou hranici, pak se snižuje úhel otevření tranzistoru a při malé hodnotě indukčnosti primární cívky transformátoru narůstá amplituda proudu. Překročí-li zatěžovací proud uvedenou hodnotu, pak teče proud

tranzistorem po celou dobu jeho otevření a výrazně klesá jeho špičkové proudové namáhání. Tato vlastnost je jednou z nejvíce omezujících v daném zapojení.

Propustné zapojení lze doplnit třetím vinutím s rekuperační (záchytnou, spínací) diodou  $D_R$ , viz. Obrázek 0, které však pro toto zapojení není nezbytné, pouze zmenšuje ztráty, Jeho činnost je popsána v následující kapitole.

### 1.4.2 Akumulující zapojení

V anglosaské literatuře označované jako FLYBACK. Teče-li vstupním vinutím proud, je sekundární vinutí vzhledem k polaritě výstupní diody polarizováno tak, že proud neteče. Veškerá energie je uložena v magnetickém poli transformátoru a teprve po ukončení proudu primárním vinutím začíná protékat proud vinutím sekundárním, viz. Obrázek 0. Primární vinutí, na němž je napětí  $U_1$ , je vinuto stejným směrem jako vinutí sekundární s napětím  $U_2$ . Více viz. literatura [1].

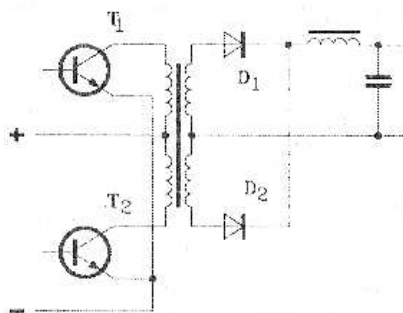


Obrázek 0 Akumulující zapojení - tranzistor sepnut (zdroj [1])

### 1.4.3 Dvojčinná zapojení

Princip dvoučinného zapojení spínaného zdroje je stejný jako u dvoučinných zesilovačů (označovaných PUSH-PULL). Základní součástí je symetrické primární vinutí transformátoru, viz. Obrázek 0, kde každá jeho polovina je buzena samostatným tranzistorem. Výhodou je nepřítomnost stejnosměrné složky sycení jádra transformátoru a dále není nutno užívat rekuperační vinutí a rekuperační diody.

S výhodou se na sekundární straně užívá dvoucestné zapojení usměrňovače (dvoucestný nebo můstek). Potom výkon je přenášen přímo v každé půlperiodě jednou z diod a akumulovaně druhou. Účinnost takových zapojení je velmi vysoká a pohybuje se nad 80 %. Další výhodou je možnost širokého rozsahu regulace.



**Obrázek 0 Dvojčinné zapojení (zdroj [1])**

Do primárního vinutí je spínán proud obou polarit pomocí dvou spínacích prvků, které pracují v inverzním zapojení. Obvykle i výstupní usměrňovače jsou dvoucestné, takže se vlastně jedná o dvojčinnou verzi propustného zapojení. Více viz. literatura [1].

V dnešní době je naprostá většina spínaných zdrojů tohoto principu, modifikovaného způsobem buzení primárního vinutí oběma spínači. Oblast použití jednotlivých typů měničů (i jiných než spínaných zdrojů) přibližně vymezuje Tabulka 1.

**Tabulka 1 Oblasti užití jednotlivých typů měničů (zdroj [1])**

typ zapojení	rozsah výkonů	aplikace
měníče DC/DC	do 5 W	získání jiné hodnoty napětí, než poskytuje hlavní zdroj přístroje
měníče s transformátorem	do 10 W	získání stejnosměrných napětí do 30 V jako náhrada za bateriové napájení
blokovací oscilátory	do 20 W	získávání střídavých napětí ze stejnosměrného napětí akumulátorů
propustné měniče	do 50 W	jednoduché spínané zdroje ze síťového napětí
akumulující měniče	do 100 W	jednoduché spínané zdroje ze síťového napětí
dvojčinné polomosty	do 200 W	většina spínaných zdrojů v PC
dvojčinné plné mosty	do 500 W	řízení motorů

## 1.5 Spínání velkých výkonů (spínací vlastnosti IGBT)

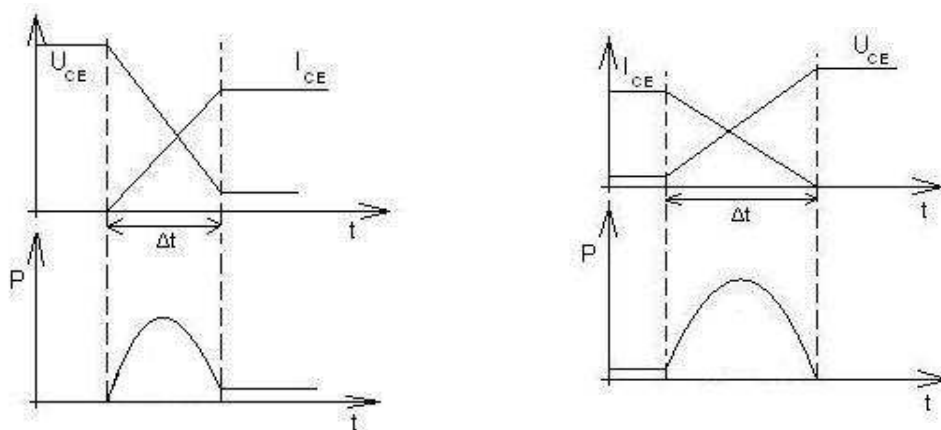
Při spínání větších výkonů je potřeba brát ohled na dobu spínání a brát v úvahu parazitní vlastnosti spínacích prvků (parazitní kapacita přechodu, parazitní indukčnosti atd.).

Přiložením kladného řídicího napětí  $U_G > U_{GE}$  se začne nabíjet vstupní kapacita řídicí elektrody. Jakmile dojde k nabití vstupní kapacity řídicí elektrody na hodnotu prahového napětí  $U_{GE}$  začne narůstat proud báze bipolárního tranzistoru. Kolektorový proud bipolárního tranzistoru začne procházet se zpožděním daným dobou průletu báze bipolárního tranzistoru. Proud IGBT tranzistorem začne procházet po době zpoždění  $t_d$  od přiložení řídicího signálu. Po uplynutí doby zpoždění následuje rychlý nárůst kolektorového proudu spojený s injekcí nerovnovážných nosičů do objemu báze a vytvoření náboje nerovnovážných nosičů v bázi.

Proces zapínání tranzistoru IGBT je velmi rychlý, proces vypínání je mnohem pomalejší. Doba procesu spínání a vypínání tranzistoru závisí na velikosti tranzistoru. Čím je tranzistor větší tím jsou doby delší. Při spínání a rozpínání tranzistorů obdélníkovým signálem není tranzistor sepnut nebo rozepnut skokově, ale vznikají na něm přechodové děje (viz Obrázek 0 a Obrázek 0), které vedou k energetickým ztrátám a se dají vypočítat pomocí vzorce :

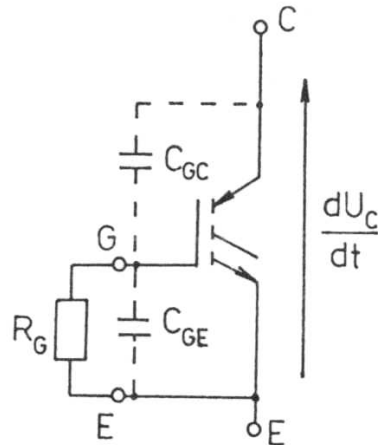
$$E = \int_{t_1}^{t_2} u_{(t)} i_{(t)} dt \quad (1.17)$$

Pokud je tranzistor spínán a rozpínán malou frekvencí např. 10 Hz, tak se ztráty moc neprojeví. Pokud ho spínáme vysokou frekvencí např. 10 kHz, tak jsou ztráty mnohem vyšší, neboť se ztráty při jednom přechodu násobí počtem přechodů.



K přerušení proudu vodivým kanálem je třeba vybit kapacitu řídicí elektrody připojením vnějšího obvodu spojujícím řídicí elektrodu s emitorem přes odpor  $R_G$  (viz Obrázek 0). Při přechodu tranzistoru je velká změna napětí a proudu což vede k velikým hodnotám  $dU/dt$  a  $dI/dt$ , které působí na parazitní kapacitu a indukčnosti přechodů.

Parazitní kapacita  $C_{GC}$  (viz Obrázek 0) vždy působí proti změně přechodu tranzistoru, snaží se invertovat obdélníkový řídicí signál přicházející na řídicí elektrodu. Parazitní indukčnosti na emitoru a kolektoru tranzistoru také působí proti změně přechodu tranzistoru.



**Obrázek 0** Parazitní kapacity ve struktuře IGBT (zdroj [2])

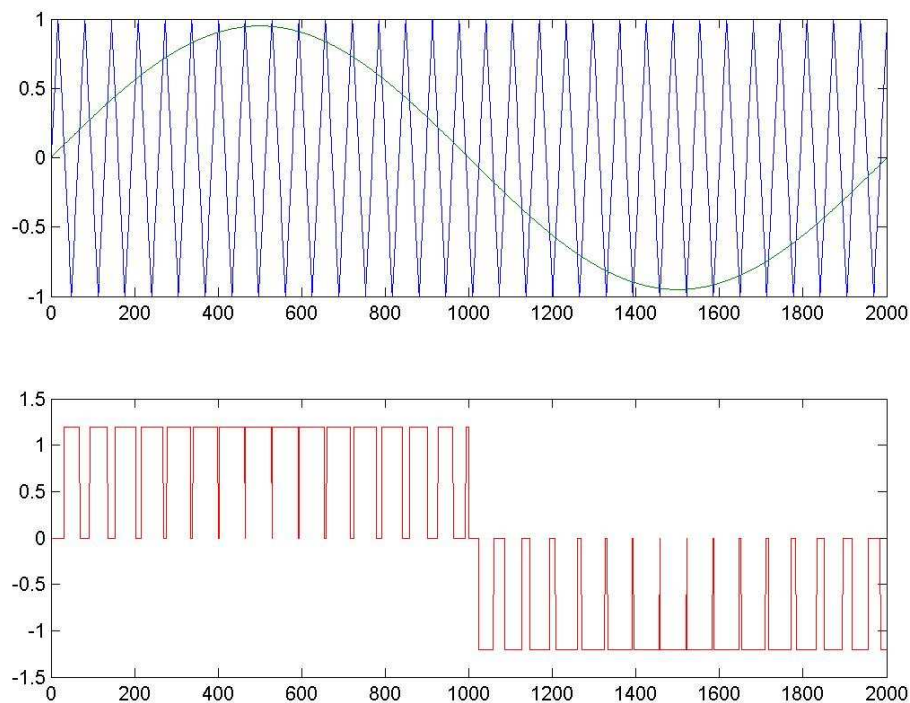
Strmost nárůstu kolektorového napětí  $dU_c/dt$  a strmost poklesu kolektorového proudu  $dI/dt$  závisejí na velikosti časové konstanty  $R_G C_{GC}$ . Velikost celkového odporu řídicí elektrody závisí na vnějším odporu řídicího obvodu  $R_{Ge}$  a může být proto tímto obvodem ovlivňována. Z hlediska velikosti ztrátové energie je výhodné, když strmost nárůstu  $dU_c/dt$  není příliš vysoká. Vysoká strmost nárůstu  $dU_c/dt$  v průběhu vypínacího procesu může mít ještě další nepříznivé účinky. Posuvný proud, který vzniká vlivem rozšiřováním prostorového náboje na přechodu PN, působí jako řídicí proud parazitní tyristorové struktury a může způsobit její nežádoucí sepnutí během procesu vypínání tranzistoru IGBT. Podrobný popis literatura [2]

## 1.6 Pulzně šířková modulace

Tento způsob řízení spínaného zdroje (v anglosaské literatuře označován jako PWM = Pulse width modulated) vychází z porovnání chybového napětí, odvozeného z napětí výstupního s napětím interního oscilátoru (obvykle s pilovým výstupním napětím). Ze vstupního napětí je nejprve odvozováno referenční napětí  $U_{REF}$ , přiváděné na neinvertující vstup zesilovače chybového napětí OZ. Na invertující vstup téhož

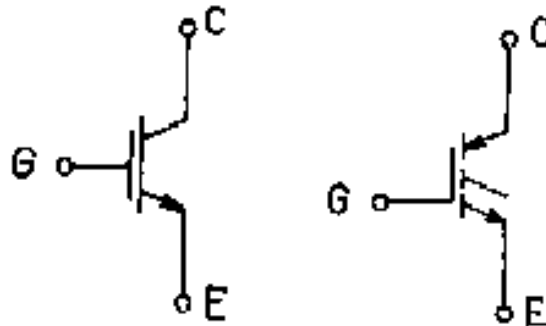


zesilovače OZ je přivedeno vydělené výstupní napětí  $U_{OUT}$  (nelze přivést plné napětí, protože vždy platí  $U_{REF} < U_{IN}$ ). Operační zesilovač zesiluje odchylku takto vydělené části výstupního napětí od napětí referenčního a získáváme tak analogový signál  $U_{ERR}$ . Tento signál pak porovnáváme na komparátoru s pilovým napětím  $U_{OSC}$ , které je interně vyráběno generátorem. Výsledkem této komparace je signál, kterým je ovládán spínač (např. spínací výkonový tranzistor). Výstup komparátoru překlápí tak, že je-li pilové napětí chybové, potom signál má hodnotu logické jedničky H. Tato logická jednička trvá tak dlouho, než se nezvýší výstupní napětí  $U_{OUT}$  natolik, že napětí vzroste nad hodnotu  $U_{REF}$ . Potom teprve komparátor překlápí zpět na hodnotu logické nuly L a spínač rozepíná. Tím zdroj průběžně reaguje na okamžitý stav napětí na výstupu.



**Obrázek 0 Vznik pulzně – šířkové modulace**

## 1.7 Teorie použitých IGBT tranzistorů a jejich výhody



Obrázek 0 Dvě používané schématické značky tranzistoru IGBT (zdroj [5])

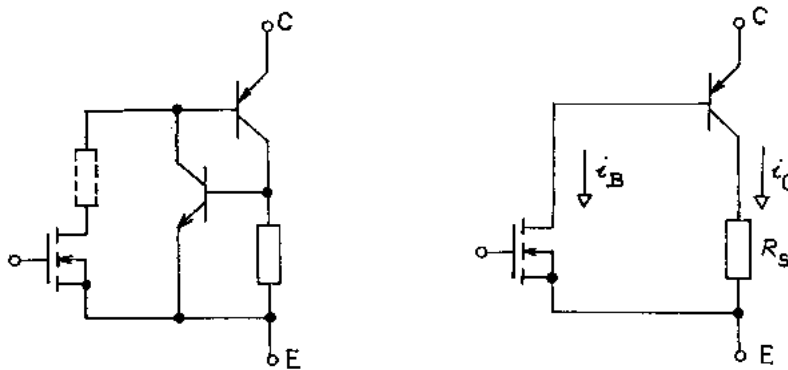
Tyto tranzistory kombinují výhodné vlastnosti tranzistorů MOS jako jsou vysoká vstupní impedance, vysoké výkonové zesílení, dobré kmitočtové vlastnosti, napěťové řízení, teplotní stabilita a bipolárních tranzistorů z důvodu vyšší proudové zatížitelnosti. První realizací byla kombinace tranzistoru MOS a bipolárního tranzistoru podobná Darlingtonovu zapojení. Tranzistor MOS zajišťuje vysokou vstupní impedanci a umožňuje řídit výkonový bipolární tranzistor velmi malým vstupním proudem, bipolární tranzistor dodává potřebný kolektorový proud. Bohužel tyto součástky neumožňují urychlit vypínací proces bipolárního výkonového tranzistoru záporným proudem báze.

Zdokonalením tohoto principu vznikly tranzistory IGBT. Jejich náhradní schéma můžeme vidět viz. Obrázek 0. Nacházejí uplatnění hlavně při spínání proudů nad 10 A. Jsou nepatrně pomalejší oproti tranzistorům MOS a téměř řádově rychlejší vůči BJT. Z hlediska uživatele se řídicí elektroda chová stejně jako u tranzistoru MOS. Mezi kolektorem a emitorem (je to čtyřvrstvá struktura) je chování podobné tranzistoru NPN (polarita napětí a proudu). Tranzistor IGBT se musí vypínat záporným napětím, není dovoleno vypínat je pouze nulovým napětím.

Tranzistor IGBT je možné uvažovat jako bipolární tranzistor PNP řízený do báze tranzistorem MOS. Přestože struktura IGBT se tranzistoru MOS podobá, její funkce je značně odlišná. K pochopení funkce struktury jsou nutné znalosti funkce tranzistoru MOS, bipolárního tranzistoru a výkonové diody. (podrobnější popis Literatura [6])

Tranzistory IGBT jsou vhodné v aplikacích vyžadujících vysoká blokovácí napětí a velké proudy. Jelikož IGBT mají i velmi dobré dynamické vlastnosti, které umožňují pracovat při relativně vysokých operačních frekvencích, vytlačily v relativně

krátké době bipolární tranzistory z většiny aplikací. V současné době jsou vyráběny IGBT v rozsahu napětí 600 V - 3500 V a pro proudy 2 A - 1800 A při kmitočtech 10-40 kHz. Tyto vlastnosti zvyhodňují použití IGBT v mnoha aplikacích, zejména v aplikacích s požadovaným blokovacím napětím přesahujícím 300 V. Na druhou stranu, diodová část struktury má velký úbytek napětí i pro relativně malé kolektorové proudy (tj. zbytkové napětí v otevřeném stavu je větší než u bipolárního tranzistoru a přibližně odpovídá darlingtonu). Tranzistory IGBT nejsou proto vhodné v aplikacích, kde se požaduje úbytek napětí  $U_{CE}$  menší než 1 V. Hlavní výhodou tranzistorů IGBT je jednoduché buzení (srovnatelné s tranzistory DMOS), nízké ztráty v sepnutém stavu a schopnost spínat velká napětí. Pro vysokonapěťové aplikace je předností (před tranzistory MOS) i schopnost vydržet proudové přetížení. Pro napětí nad 100 V plně nahrazují bipolární tranzistory a vykazují obecně lepší dynamické vlastnosti. IGBT již jednoznačně ovládl oblast střídačů pro nízké napětí, ale vlivem neustále se zvyšujících parametrů těchto prvků se rychle rozšiřuje pole jejich využití v i měničích pro napětí nad 1 000 V. Pro výborné frekvenční vlastnosti IGBT a díky neustálému vývoji směřujícímu ke zvyšování proudových a napěťových hladin lze nyní tento prvek považovat pro výkonovou elektroniku za nejperspektivnější [6].



Obrázek 0 Náhradní schéma tranzistoru IGBT (zdroj[5])

Tranzistory, které jsem použil ve svém zapojení jsou typy GT20D101 a GT20D201 firmy Toshiba. Jsou velmi dobře odolné proti tepelnému přetížení a mají poměrně velký ztrátový kolektorový výkon ( $P_C = 180$  W). Do přílohy bakalářské práce jsou přidány katalogové listy obou těchto IGBT tranzistorů.

## 1.8 Program Eagle

EAGLE je u nás jeden z nejdostupnějších návrhových systémů pro elektroniku a je dodáván ve třech verzích (Light, Standard a Profesional), které se od sebe liší jen ve velikosti návrhové desky. Program EAGLE pracuje hladinově, což má za výhodu, že jednotlivé parametry součástek se umístí do rozdílných hladin (např. hladina pro název součástky, hodnotu, spoje, signály atd.).

Návrhový systém se skládá ze dvou samostatných modulů:

- a) Editor schémat
- b) Editor plošných spojů

Součástí obou modulů je editor knihoven.

### 1.8.1 Editor schémat

V této části programu je možné vytvářet elektrická schémata. Schématické značky a pouzdra součástek se nacházejí v knihovnách, které jsou součástí programu. Pokud není požadovaná součástka v knihovnách, lze ji vytvořit pomocí editoru knihoven.. Vytváření schématu se provádí vkládáním schématických značek součástek z knihoven na pracovní plochu, propojením pinů součástek a označením uzlů. Je zde možnost i vytvoření sběrnice. Vloženým součástkám může být přiřazena hodnota a název, mohou jim být změněny jednotlivé parametry jako je například pouzdro, technologie, popisek, přiřazení do určité vrstvy atd. S vloženými i vkládanými součástkami na pracovní plochu je dovoleno libovolně otáčet, zrcadlit, posouvat, kopírovat a dávat do skupin. Po ukončení kreslení schématu je možné zkontrolovat správnost propojení sousedících součástek pomocí funkce ERC.

### 1.8.2 Editor plošných spojů

V tomto editoru je možné vytvářet desky plošných spojů dvěma způsoby:

- a) Vkládáním součástek přímo na pracovní plochu - tento postup se provádí obdobným vkládáním součástek jako v předchozí kapitole. Na rozdíl od

předchozí kapitoly se z knihoven na pracovní plochu nekládá schématická značka, ale pouzdro součástky. Pokud není součástka v knihovně, lze ji vytvořit stejným postupem, který je prezentován v předchozí kapitole.

- b) Převedením součástek a propojení ze schématu zapojení – ze schématu zapojení se do editoru plošných spojů převede seznam součástek a netlist. Vložené součástky se rozmístí mimo vyznačenou desku s naznačeným propojením nožiček. Součástky se přemístí, uspořádají na desku a nyní je možné spojit cestami.

Součástky propojené signály je možné naroutovat ručně (cestu po cestě) nebo použít autorouter, který provede všechny možnosti vedení cest a nakonec vybere variantu s největším počtem naroutovaných cest. Ne vždy je tato varianta vhodná, protože autorouter nehledí na délku routovaných cest. Podrobnější informace [2].

## 2 Návrh a postup řešení spínaného zdroje

Úkolem práce bylo pochopit, zčásti navrhnout a zrealizovat spínaný napájecí zdroj typu *snižujícího napětí v propustném zapojení* s parametry uvedenými v tabulce 1. Tento zdroj byl navržen Ing. Janem Václavíkem pro experimenty s vysokotlakou halogenidovou výbojkou RVI 3500 W (viz. tabulka 2) a pro další světelné zdroje. Předložený návrh spínaného zdroje bylo ještě nutné doplnit o blok napájení řídicích obvodů

tabulka 1 Parametry spínaného zdroje

Vstupní napětí	230 V ~
Výstupní napětí	0 ÷ 250 V
Výstupní proud	0 ÷ 30 A
Špičkový výkon	7,5 kW

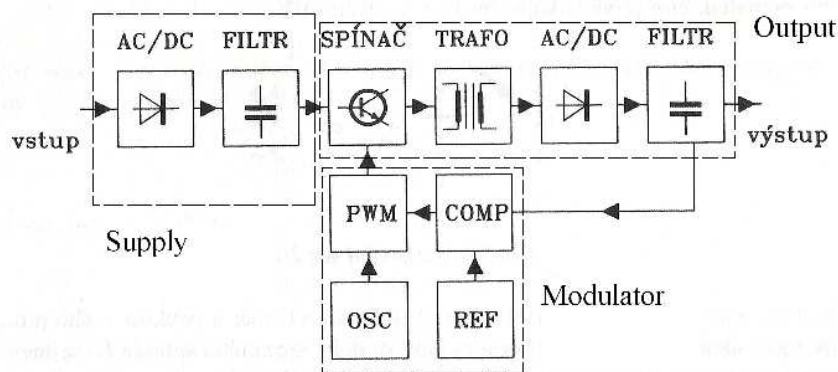
tabulka 2 Parametry halogenidové výbojky RVI 3500 W

Provozní napětí	380 + 5 % [V]
Napětí v oblouku	225 ± 15 [V]
Příkon výbojky	3500 [W]
Provozní proud výbojky	cca 18,2 [A]
Náběhový proud výbojky	cca 28 [A]

Návrh spínaného zdroje (viz. Obrázek 0) byl rozdělen do tří modulů:

- 1) supply,
- 2) modulátor,
- 3) output.

V jednotlivých následujících podkapitolách bude vysvětlen princip zapojení schémat, překreslení schémat a vytvoření desek plošných spojů. Vlastní řešení napájení řídicích obvodů bylo přidáno do modulu *supply*.



Obrázek 0 Spínaný zdroj rozdělený na moduly

Pro tvorbu schémat zapojení byl vybrán konstrukční návrhový systém EAGLE. Důvodem výběru byla jeho znalost z výuky a snadná dostupnost. V následujícím textu jsou popsána elektrická schémata a funkce jednotlivých částí schémat.

## 2.1 Modul supply

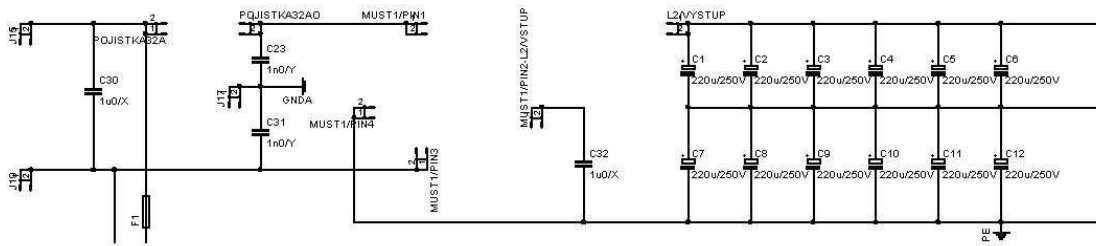
Tento modul (viz. Příloha A1) usměrňuje, filtruje a upravuje síťové napájecí napětí na požadované parametry. Lze ho logicky rozdělit na dvě základní větve:

- 1) *Výkonová větev* – vstupní filtr, usměrňovač, stejnosměrný meziobvod.
- 2) *Napájení řídicích obvodů* – transformátor, usměrňovač, filtr, stabilizátory napětí (pro vytvoření napětí +12 V a  $\pm 5$  V).

Každá větev je nezávisle jištěná pojistkami POJISTKA32A a F1 o hodnotách 32 A / 230 V a 0,2 A / 230 V.

Při překreslování tohoto modulu byly součástky vkládány na plochu z knihoven, které jsou součástí programu EAGLE a nebylo potřeba vytvářet žádné další knihovny. Součástky byly na plochu vkládány postupně a byly hned propojovány signály. Okamžité propojování zmenšilo pravděpodobnost, že by bylo na nějaký signál zapomenuto.

## 2.1.1 Výkonová větev



Obrázek 0 Výkonová větev

Tato část obvodu je napájena střídavým napětím ze sítě, které bylo přivedeno na konektory J15, J17, J19 typu faston. Na konektor J15 je přivedena fáze, na J17 zemní vodič a na J19 pracovní vodič. Toto napětí je pomocí kondenzátorů C30, C23, C31 filtrováno. Kondenzátor C30 filtruje vstupní napětí (NF propust), pro zlepšení EMC (elektromagnetické kompatibility). Kondenzátory C23 a C31 realizují další filtraci vstupního napětí. Napájecí vstupní napětí je dále usměrněno pomocí můstkového usměrňovače KBPC5006 (600 V/50 A). Tento usměrňovač je umístěn na chladiči a proto je ve schématu zobrazen pouze konektory. Usměrněné napětí je posléze filtrováno kondenzátorem C32 (600 V/50 A) a přivedeno na akumulární stejnosměrný meziobvod. Tento obvod se skládá z tlumivky L2 a baterie elektrolytických kondenzátorů C1-C12 (220u F/250 V). Tlumivka L2 slouží k redukci špičkových proudů a baterie elektrolytických kondenzátorů slouží k pokrytí špičkových odběrů. Vývody ze stejnosměrného meziobvodu jsou realizovány opět konektory faston (J16, J18, J20), které jsou zároveň konektory pro připojení modulu output.

### Výpočet proudu kondenzátorovou baterií

Výsledkem tohoto výpočtu je proud, do kterého bude kondenzátorová baterie sloužit jako filtr. Byl zvolen kompromis mezi zástavným prostorem, cenou a žádaným maximálním výstupním proudem, pro který bude ještě splněna podmínka mezivrcholového poklesu.

$\Delta t = 7 \text{ ms}$  - doba, byla zvolena s ohledem na aplikaci napájení výbojek

$\Delta U < 85 \text{ V}$  - maximální pokles napětí, byl zvolen s ohledem na aplikaci napájení výbojek

$C_1 = 6 \cdot 220 \cdot 10^{-6} \text{ F}$  - velikost baterie kondenzátorů C1 – C6

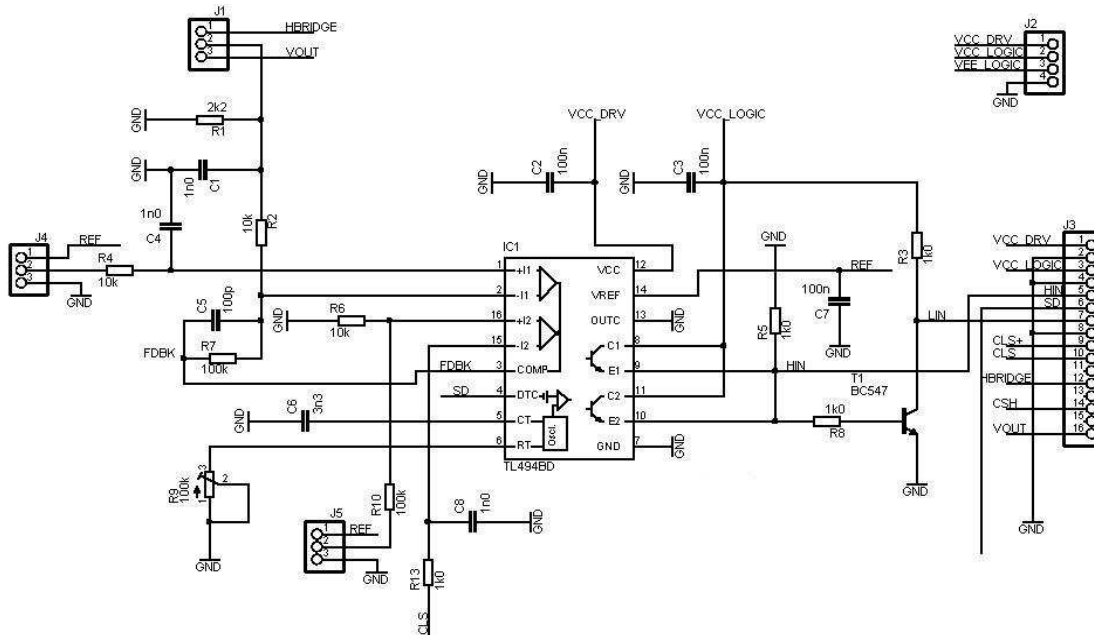




Problém napájení řídicích obvodů je řešen pomocí transformátoru, usměrňovače, filtrace a napěťových stabilizátorů. K pokrytí výkonů napájecích řídicích součástek byl zvolen transformátor TR1, který transformuje síťové napětí 230 V ~ na 15 V ~. Tento transformátor je v pouzdře do plošného spoje se zdánlivým výkonem 3,5 VA. Transformované napětí je nutné usměrnit, což provádí diodový můstkový usměrňovač B1 typu DB107 (1000 V/1 A). Usměrněné napětí filtr, prezentovaný elektrolytickým kondenzátorem C19 (220u F/25 V) a keramickým kondenzátorem C24 (100n F/50 V), vyhlazuje. Vyhlazené napětí z plusového výstupu usměrňovače je pomocí prvního napěťového stabilizátoru IC1 (LM7815C) omezeno, vyfiltrováno na potřebných +15 V a přivedeno na konektor JP1 typu pinhead. Napětí +15 V je dalším stabilizátorem IC2 (LM7805C), omezeno na +5 V, vyfiltrováno a přivedeno na konektor JP1. Minusový výstup usměrňovače tvoří zem (0 V). Napětí -5 V je vytvořeno pomocí kombinace dvou diod D1 a D2 (1N4007), které jsou zapojeny tak aby propouštěly jen zápornou půlvlnu transformovaného napětí. Takto usměrněné napětí je vyfiltrováno, přivedeno na stabilizátor napětí IC3 (LM7905C), který omezuje napětí na -5 V. Takto stabilizované napětí je vyfiltrováno a vyvedeno na konektor JP1. Za diodovým usměrněním a každou stabilizací napětí je zařazen filtr v kombinaci dvou paralelních kondenzátorů, z nichž jeden je elektrolytický o hodnotě 100n F/25 V a druhý keramický o hodnotě 100n F/50 V.

## **2.2 Modul modulátor**

Tento modul (viz. Příloha B1) může být logicky rozdělen do dvou částí a to na řídicí obvod (viz Obrázek 0) a na blokování zdroje (viz. Obrázek 0).

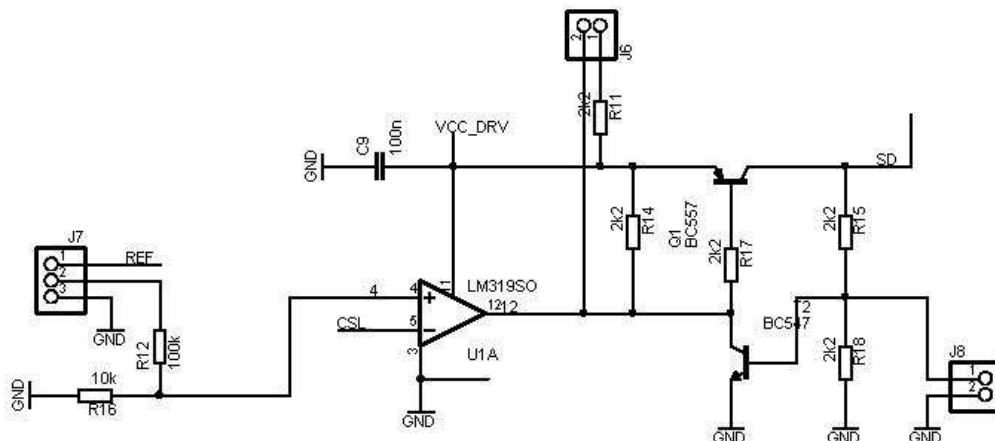


Obrázek 0 Řídicí obvod

Hlavním stavebním prvkem řídicího obvodu je integrovaný obvod TL494, který je určen pro řízení spínaných zdrojů. Obsahuje v sobě pilový oscilátor, dva zesilovače odchylky, komparátor pro generování PWM výstupu a klopný obvod pro použití v dvojčinných spínaných zdrojích. Součástky připojené na vstupy a výstupy tohoto obvodu nastavují jeho parametry. Součástky R4, C4 a J4 filtrují a nastavují velikost vstupního řídicího napětí. Na konektor J4 se může připojit potenciometr, který bude nastavovat řídicí napětí z velikosti referenčního napětí (REF), nebo zdroj napětí, který přímo nastaví hodnotu řídicího napětí. Odpor R7, R2 a kondenzátor C5 fungují jako zpětnovazební obvod chybového zesilovače. Napětí na tomto obvodu určuje chování obvodu jako regulátoru. Potenciometr R9 a kondenzátor C6 nastavují frekvenci vnitřního pilového oscilátoru. Odpor R6, R10 a konektor J5 nastavují referenční úroveň pro proudovou limitaci. Na konektor lze opět zapojit potenciometr nebo zdroj napětí pro nastavení úrovně. Kondenzátor C8 a odpor R13 filtruje signál CSL, který udává informaci o velikosti celkového proudu. Konektor J1 realizuje přivedení výstupního napětí na vstup zpětnovazebního obvodu. Kondenzátor C2 filtruje napájení integrovaného obvodu a kondenzátor C7 filtruje výstupní referenční napětí. Kombinace odporů R3, R8 a tranzistoru T1 tvoří invertor napětí pro řízení spodního tranzistoru půl můstku. Kondenzátor C3 filtruje napájení kolektorů výstupních tranzistorů v obvodu TL494. Konektor J2 realizuje napájení řídicích obvodů. Komparátor U1B emuluje pomocí spodního tranzistoru půl můstku funkci volnoběžné diody (synchronní

usměrňování). Vlivem tohoto obvodu se může zdroj používat v režimu jednočinného jednokvadrantového snižujícího měniče (klasický STEP DOWN měnič).

Část schématu zapojení viz. Obrázek 0 realizuje zablokování zdroje pokud dojde k překročení hranice dovoleného proudu. Na konektor J7 může být připojen potenciometr nebo zdroj napětí pomocí něhož se nastaví spouštěcí úroveň ochrany. Na konektor J6 je zapojena LED dioda, která signalizuje zablokování. Pokud je zdroj zablokován, tak pro jeho odblokování slouží konektor J8, na kterém je připojeno tlačítko, při jehož stisku se zdroj odblokuje.



Obrázek 0 Blokování zdroje

Při překreslování schématu, dodaného Ing. Janem Václavíkem, do programu EAGLE bylo nutné vytvořit knihovnu součástky LM319/SO, která nebyla součástí knihoven programu. Tato součástka byla vytvořena pomocí nové knihovny úpravou knihovny součástky jí podobné. Schéma bylo upraveno a jednotlivé piny připojeny podle katalogového listu součástky přiloženého v příloze na nožičky pouzdra. Po uložení knihovny bylo možné součástku vložit do schématu.

## 2.3 Modul output

Hlavním stavebním prvkem tohoto modulu (viz. Příloha C1) jsou výkonové spínací IGBT tranzistory IRG4PC50W a integrovaný obvod IR2110.

Obvod IR2110 v tomto modulu realizuje funkci vysokonapěťového budiče horního a dolního tranzistoru, který je řízen modulem *modulator*. Dioda D1 (UF4007), kondenzátory C16 a C17 tvoří akumulátor energie pro bootstrap obvod budiče pro horní tranzistor. Kondenzátory C1, C2 reprezentují filtraci pro budič spodního tranzistoru a

kondenzátor C15 filtruje napájecí napětí součástky. Odpor R24 – R32 tvoří snímací děliče jednotlivých úseků modulu. Snímač napětí v půlmůstku (HBRIDGE) tvoří odpor R24 – R26, snímač napětí (CSH) na půlmůstkovém bočníku vztaženého k HBRIDGE odpor R27 – R29 a snímač výstupního napětí (VOUT) odpor R30 – R32. Diody D2 a D3 (RURG80100) jsou ochranné volnoběžné diody, které chrání výkonové spínací tranzistory T1 a T2 (IRG4PC50W) proti přepólování. Odpor R1 snímá proud půlmůstku, odpor R22 sleduje proud spodním tranzistorem a odpor R23 sleduje velikost celkového proudu. Tlumivka L1 a kondenzátory C21, C18 a C19 tvoří výstupní filtr.

Při překreslování tohoto modulu do programu EAGLE bylo nutné vytvořit knihovny pro součástky IR2110, IRG4PC50W a tlumivku L1. Pro integrovaný obvod IR2110 musela být vytvořena celá schématická značka, protože se jí v knihovnách žádná nepodobala. Po vytvoření schématické značky s piny a s pojmenováním bylo nutné přiřadit schématické značce package. Package nebylo nutné vytvářet, protože součástka byla použita v klasickém čtrnáctinožičkovém DIL pouzdře. Mohl být ho jen zkopírovat do knihovny. Jednotlivé piny byly, podle katalogového listu přiloženém v příloze, připojeny na nožičky package. U tranzistoru byl postup obdobný, protože musela být vytvořena jen schématická značka a pouzdro mohlo být zkopírováno z jiné podobné součástky, již existující v knihovnách. Při vytváření tlumivky L1 byly potíže s vytvořením package. Největší problém činilo vytvoření a rozmístění padů vývodů, protože měly nestandardní rozteč vývodů. Schématická značka byla vytvořena bez obtíží a jednotlivé piny připojeny k příslušným padům. Po uložení jednotlivých knihoven mohly být součástky vloženy do schématu.

## **2.4 Návrh desek plošných spojů**

V této kapitole bude řešená otázka desek plošných spojů jednotlivých modulů. Součástky a jejich propojení bude vygenerováno z netlistu schématu zapojení jednotlivých modulů.

### 2.4.1 Modul supply

Vzhledem k velkému proudu, který protéká výkonovou částí obvodu, bylo nutné při návrhu této desky (viz. Příloha A2 a A3) a rozmístování součástek dávat pozor na vzdálenosti jednotlivých cest. I když délka této desky byla omezena pouze technologickou výrobou, bylo snahou jí navrhnout co nejmenší v rámci možností. Součástky na desku byly umístovány od velkých elektrolytických kondenzátorů vpravo. Tyto kondenzátory byly rozmístěny tak aby jednotlivé cesty byly co nejširší a piny kondenzátorů, které jsou propojeny, byly co nejbližší u sebe. Na desce bylo vynecháno místo pro umístění tlumivky. Tlumivka se do obvodu připojila pomocí vyvedených konektorů. Všechny konektory ve výkonové části jsou typu faston, protože jsou robustnější a mohou vést větší proudy narozdíl od konektorů, které jsou použity u napájení řídicích obvodů. Usměrnovací můstek je umístěn mimo desku na chladiči a na desku je přiveden pomocí fastonů, jak je uvedeno v kapitole 2.1.1. V levé části desky bylo umístěno napájení výkonové části a od něj vyvedeny cesty k obvodu pro napájení řídicích obvodů. Při rozmístování součástek pro napájení řídicích obvodů byly kladeny pouze požadavky na to, aby napěťové stabilizátory byly umístěny vedle sebe aby mohly být umístěny na chladič.

U routování obvodu pro napájení řídicích součástek nebyl kladen takový důraz na šířku cest jako o výkonové části, protože v nich poteče daleko menší proud. Routováno bylo ručně, protože používání autorouteru je nevýhodné. Při ručním routování je možnost nastavení tloušťky jednotlivých cest, používání rozlité mědi, vedení cest podle vlastního přání atd.

### 2.4.2 Modul modulátor

Při návrhu desky tohoto modulu ( viz. Příloha B2 až B5) a rozmístování součástek byl kladen důraz na velikost desky plošných spojů, protože byl tento modul koncipován jako zásuvný modul do modulu output. Většina součástek je v pouzdře SMD, protože zabírají méně místa na desce plošných spojů než součástky typu DRILL a tím se naskýtá možnost ještě zmenšit velikost desky. První součástka, která byla umístěna na desku, byl šestnástivstupový konektor typu Pinhead a od něj se odvíjela délka modulu. Dále byly umístěny integrované obvody v pouzdrech SMD a od jejich polohy se odvíjelo umístění ostatních součástek. Routování bylo prováděno oboustranně a bylo velmi obtížné. Kvůli použití pouzder typu SMD nebylo možné vést cesty pod

odpory a kondenzátory . Tím se velmi zmenšily možnosti na vedení cest. Na obě strany desky byla na zemní signál aplikována technologie rozlité mědi z důvodu minimalizace parazitní indukčnosti vedení a zmenšení impedance signálu.

### **2.4.3 Modul output**

Délka deska tohoto modulu (viz. Příloha C2) byla koncipována tak, aby nepřekročila délku desky modulu supply. Šířka modulu se odvíjela od šířky tlumivky L1.

Nejprve byla na desku umístěna tlumivka L1 a nastavena šířka desky s potřebnými přesahy desky. Dále byly na desku umístěny velké filtrační kondenzátory napájení a výstupu, a výkonové odpory. Výkonové spínací tranzistory byly spolu s diodami umístěny na okraj desky protože budou připojeny na chladič. Umístění zbývajících součástek se odvíjelo od polohy konektoru J11 a integrovaného vysokonapěťového budiče U3.

Routování tohoto modulu (viz. Příloha C3) bylo značně jednodušší než u modulu modulator, protože bylo možné vést cesty pod součástkami. Při routování byl modul logicky rozdělen na dvě části podle tloušťky cest. Pomyslnou čáru dělení tvořil půlmůstek. Část nalevo od půlmůstku byla routována pomocí slabších cest, protože v nich teče nepatrný proud. Obvod půlmůstku a od něj pravá část obvodu byla routována co nejširšími cestami, protože spínací výkonové tranzistory spínají veliký proud.

## Závěr

Výsledkem této bakalářské práce je rozbor, návrh a realizace spínaného zdroje v propustném zapojení frekvenčního měniče.

Rozbor zapojení se konkrétně zabývá propustným zapojením frekvenčního měniče a ostatní zapojení jsou vysvětlena jen okrajově. V návrhu spínaného zdroje je uveden postup při překreslování schémat, vysvětlení jejich funkčnosti a realizace obvodu pro napájení řídicích součástek. Realizace obsahuje postup připravení podkladů pro výrobu desek plošných spojů spínaného zdroje.

Navržený spínaný zdroj je realizován v zapojení tří modulů: napájecí filtr, výkonový obvod a řídicí modul. Napájení s filtrem usměrňuje a filtruje vstupní síťové napětí  $0 \div 230 \text{ V } \sim$ , řídicí modul spíná tranzistory pomocí obvodu TL494 a výkonový obvod dodává na výstup spínaného zdroje  $0 \div 250 \text{ V}$  a  $0 \div 30 \text{ A}$ .

Modulové řešení spínaného zdroje s uvedenými parametry je zajímavé svým zapojením. Umožňuje v budoucnosti nahradit jednotlivé moduly jiným funkčním principem a tím poskytuje možnost v pokračování a rozvíjení této práce. Zapojení s IGBT má mnoho výhod např. vysoká účinnost, jednoduchost ovládání polem, slučuje do sebe vlastnosti bipolárních a mosfetových tranzistorů. Jednoduchost zapojení spočívá v integraci pulzně – šířkové modulace a buzení spínacích tranzistorů v jednotlivých integrovaných obvodech.

Postup realizace této práce byl velice zajímavý a přínosný, protože jsem si rozšířil znalosti v oboru spínaných zdrojů a spínacích výkonových součástek

Při překreslování schémat zapojení jsem získal nové zkušenosti s návrhovým programem EAGLE, které můžu použít při dalším vytváření zapojení. Routování schémat zapojení v programu EAGLE bylo velmi časově náročné, ale zároveň velmi bohaté na získání zkušeností a poznatků s routováním.

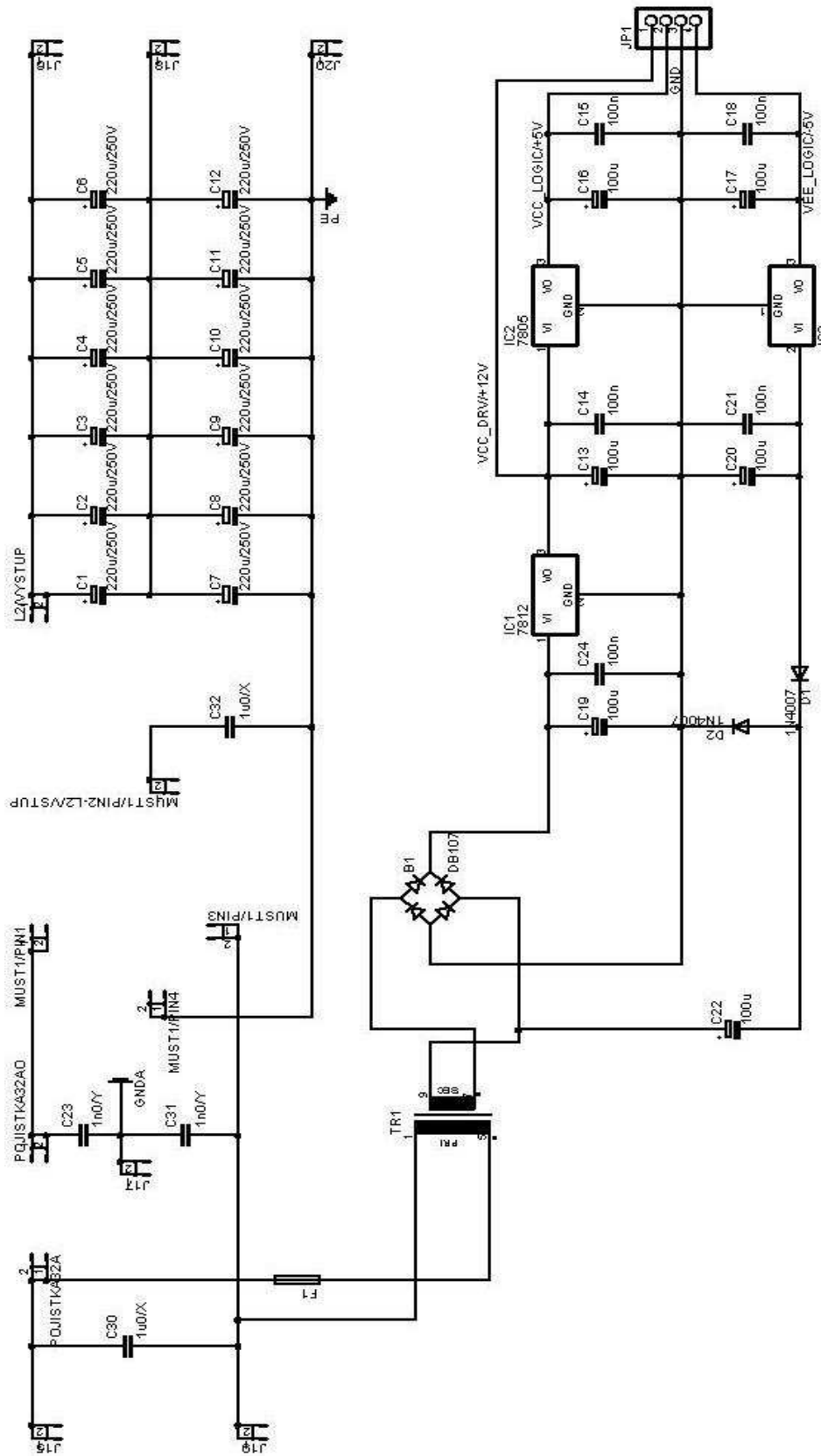
Bohužel došlo k zdržení výroby desek plošných spojů, kvůli kterému jsem nemohl zdroj zrealizovat a změřit příslušné provozní charakteristiky do termínu odevzdání textu této bakalářské práce.



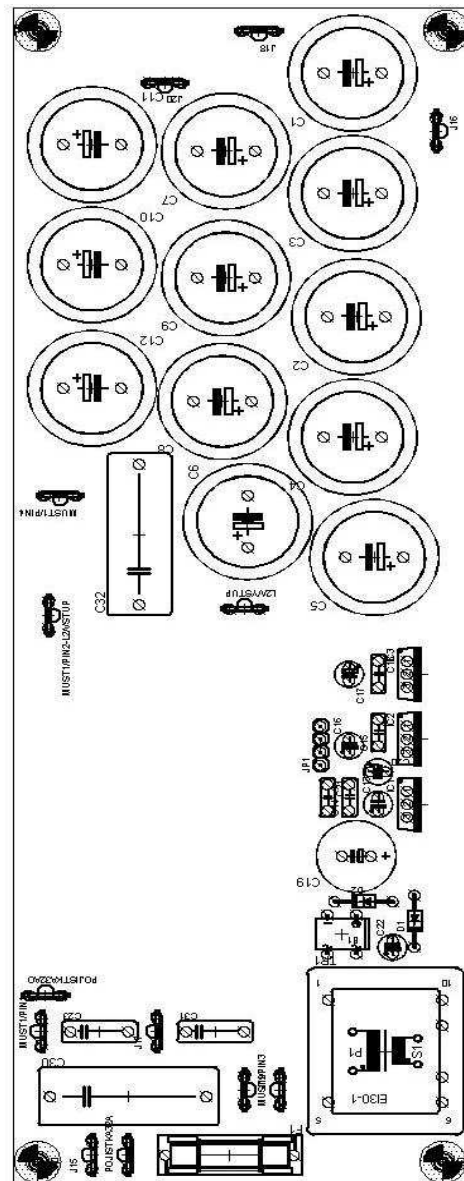
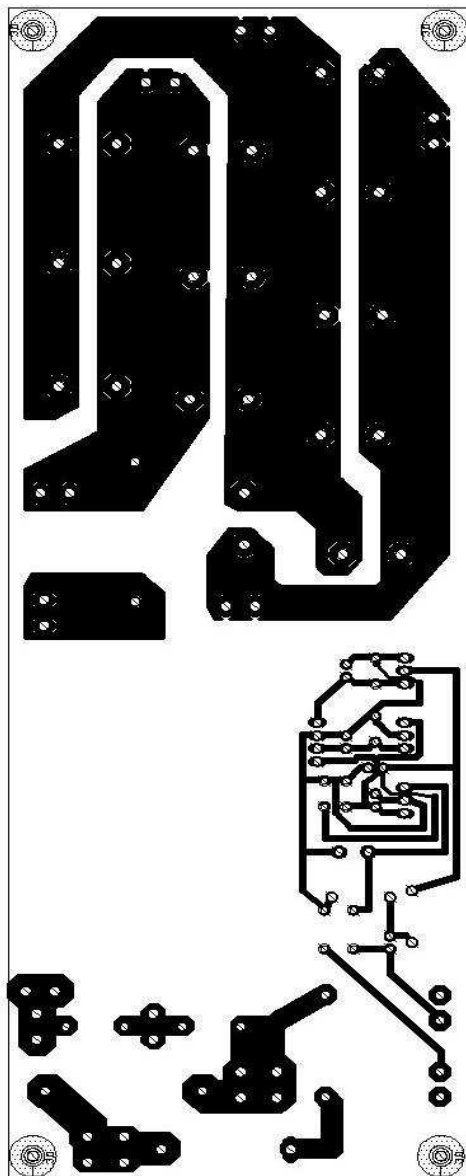
## Literatura

- [1] Krejčířík, A. *Napájecí zdroje I*. Praha: BEN – technická literatura, 1998. ISBN 80- 86056-56-2
- [2] Plíva, Z. *DPS INFO – Eagle nápadník* [online], poslední revize 26.3. 2004 [cit. 2006-5-18] <http://www.fm.vslib.cz/~kes/zip/profi/des/eagle.html>
- [3] Benda. V. *Výkonové polovodičové součástky a integrované struktury*. Praha: ČVUT, 1994
- [4] Katalogové listy [online], [cit 2006-5-18]  
URL:<<http://www.datasheetcatalog.com>>
- [5] Náhradní schéma tranzistoru IGBT, kapitola 3.1, [online], [cit. 2006-5-18]  
URL: <<http://uzlabina.pozlovsky.net/a2zona/igbt/#h>>
- [6] Tranzistory IGBT , Kapitola 3, [online], [cit. 2006-5-18]  
URL: < <http://uzlabina.pozlovsky.net/a2zona/igbt/#h> >

# Příloha A1: Schéma zapojení modulu Supply



## Příloha A2 : Deska plošných spojů a rozmístění součástek modulu supply

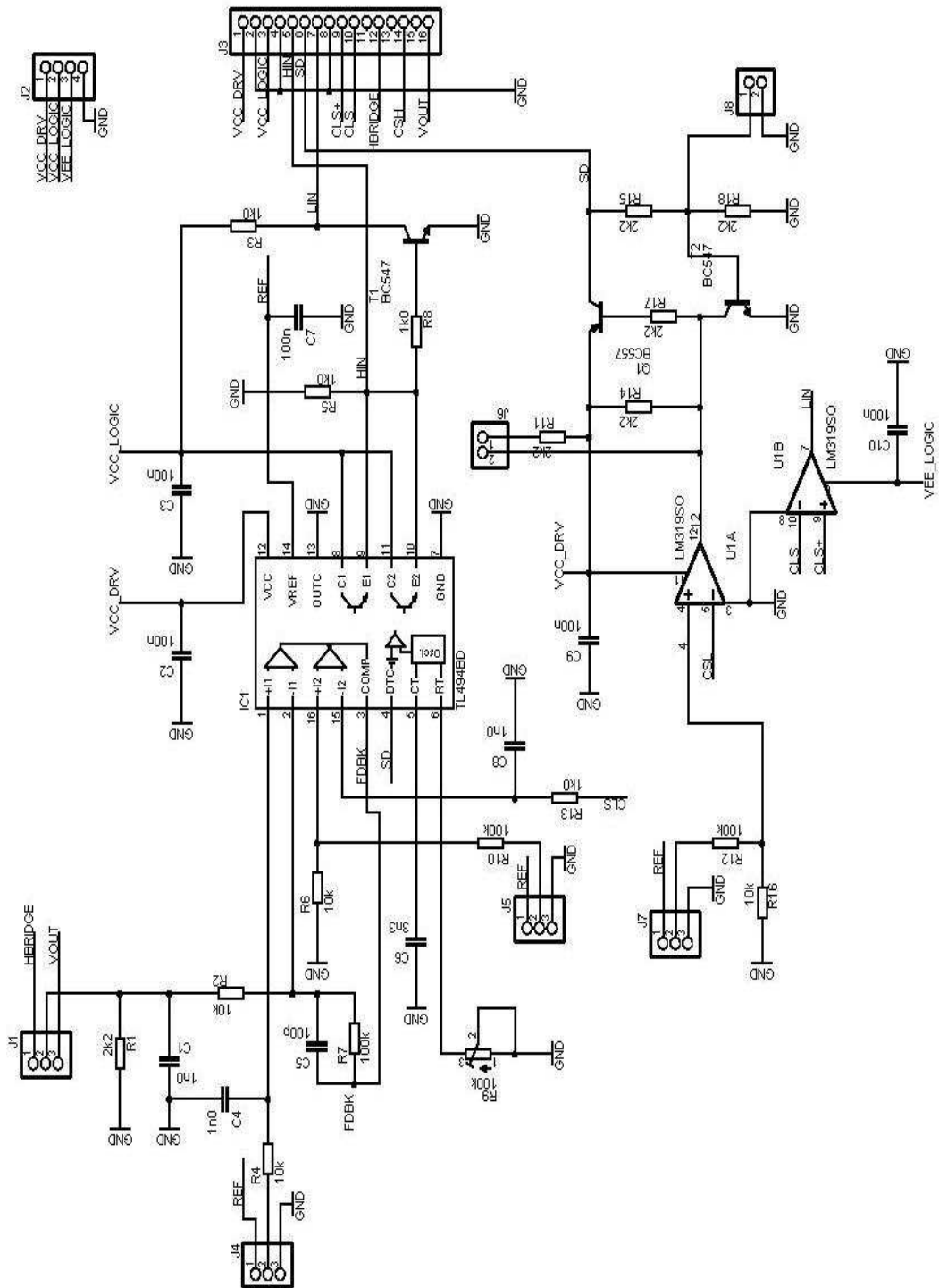


### Příloha A3: Součástky použité v modulu supply

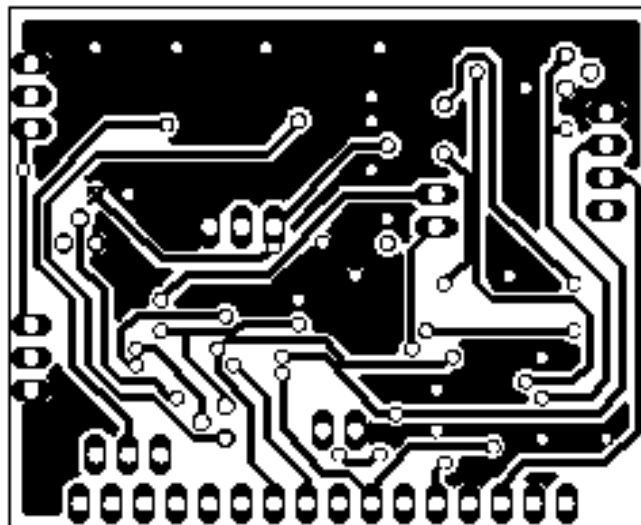
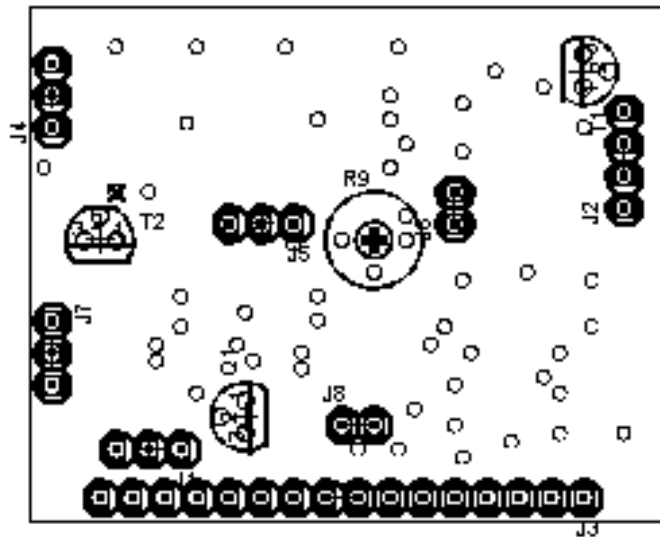
Part	Value	Device	Package	Library	Sheet
B1	DB107	RECTIFIER-DIL	B-DIL	rectifier	1
C1	220u/250V	CPOL-EUE10-22.5	EB22,5D	rcl	1
C2	220u/250V	CPOL-EUE10-22.5	EB22,5D	rcl	1
C3	220u/250V	CPOL-EUE10-22.5	EB22,5D	rcl	1
C4	220u/250V	CPOL-EUE10-22.5	EB22,5D	rcl	1
C5	220u/250V	CPOL-EUE10-22.5	EB22,5D	rcl	1
C6	220u/250V	CPOL-EUE10-22.5	EB22,5D	rcl	1
C7	220u/250V	CPOL-EUE10-22.5	EB22,5D	rcl	1
C8	220u/250V	CPOL-EUE10-22.5	EB22,5D	rcl	1
C9	220u/250V	CPOL-EUE10-22.5	EB22,5D	rcl	1
C10	220u/250V	CPOL-EUE10-22.5	EB22,5D	rcl	1
C11	220u/250V	CPOL-EUE10-22.5	EB22,5D	rcl	1
C12	220u/250V	CPOL-EUE10-22.5	EB22,5D	rcl	1
C13	100u	CPOL-EUE2.5-5	E2,5-5	rcl	1
C14	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rcl	1
C15	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rcl	1
C16	100u	CPOL-EUE2.5-5	E2,5-5	rcl	1
C17	100u	CPOL-EUE2.5-5	E2,5-5	rcl	1
C18	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rcl	1
C19	100u	CPOL-EUE5-13	E5-13	rcl	1
C20	100u	CPOL-EUE2.5-5	E2,5-5	rcl	1
C21	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rcl	1
C22	100u	CPOL-EUE2.5-5	E2,5-5	rcl	1
C23	1n0/Y	C-EU102-043X133	C102-043X133	rcl	1
C30	1u0/X	C-EU275-113X316	C275-113X316	rcl	1
C31	1n0/Y	C-EU102-043X133	C102-043X133	rcl	1
C32	1u0/X	C-EU275-113X316	C275-113X316	rcl	1
D1	1N4007	1N4004	DO41-10	diode	1
D2	1N4007	1N4004	DO41-10	diode	1
F1		SH22,5	SH22,5	fuse	1
IC1		7812	7815 TO220V	stabilizatory	1
IC2		7805	7805 TO220V	stabilizatory	1
IC3			7905 TO220V	stabilizatory	1

J15		ST6,3	ST6,3	con-rib	1
J16		ST6,3	ST6,3	con-rib	1
J17		ST6,3	ST6,3	con-rib	1
J18		ST6,3	ST6,3	con-rib	1
J19		ST6,3	ST6,3	con-rib	1
J20		ST6,3	ST6,3	con-rib	1
JP1		PINH-1X4	1X04	pinhead	1
L2/VYSTUP		ST6,3	ST6,3	con-rib	1
MUST1/PIN1		ST6,3	ST6,3	con-rib	1
MUST1/PIN2- L2	/VSTUP	ST6,3	ST6,3	con-rib	1
MUST1/PIN3		ST6,3	ST6,3	con-rib	1
MUST1/PIN4		ST6,3	ST6,3	con-rib	1
POJISTKA32A		ST6,3	ST6,3	con-rib	1
POJISTKA32AO		ST6,3	ST6,3	con-rib	1
TR1		EI30-1	EI30-1	trafo	1

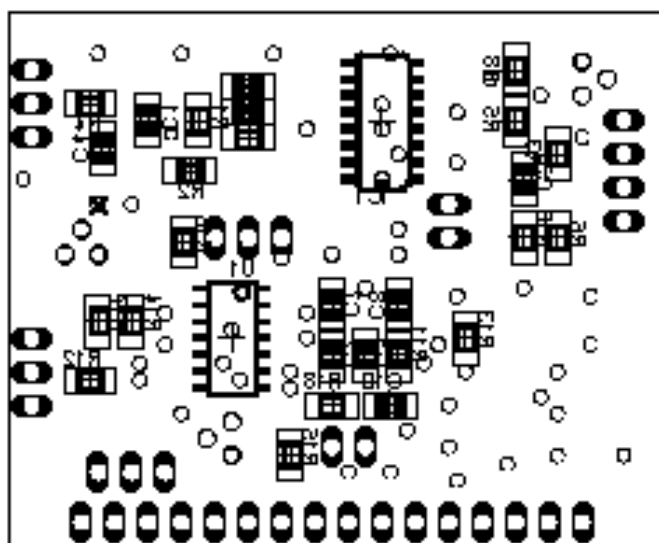
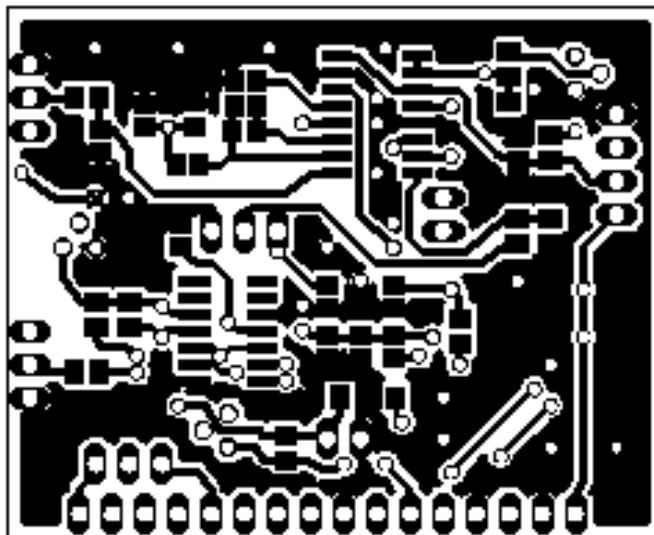
## Příloha B1: Schéma zapojení modulu modulátor



## Příloha B2: Rozmístění součástek a deska plošných spojů modulu modulátor ve vrchní vrstvě



**Příloha B3: Rozmístění součástek a deska plošných spojů modulu modulátor ve spodní vrstvě**

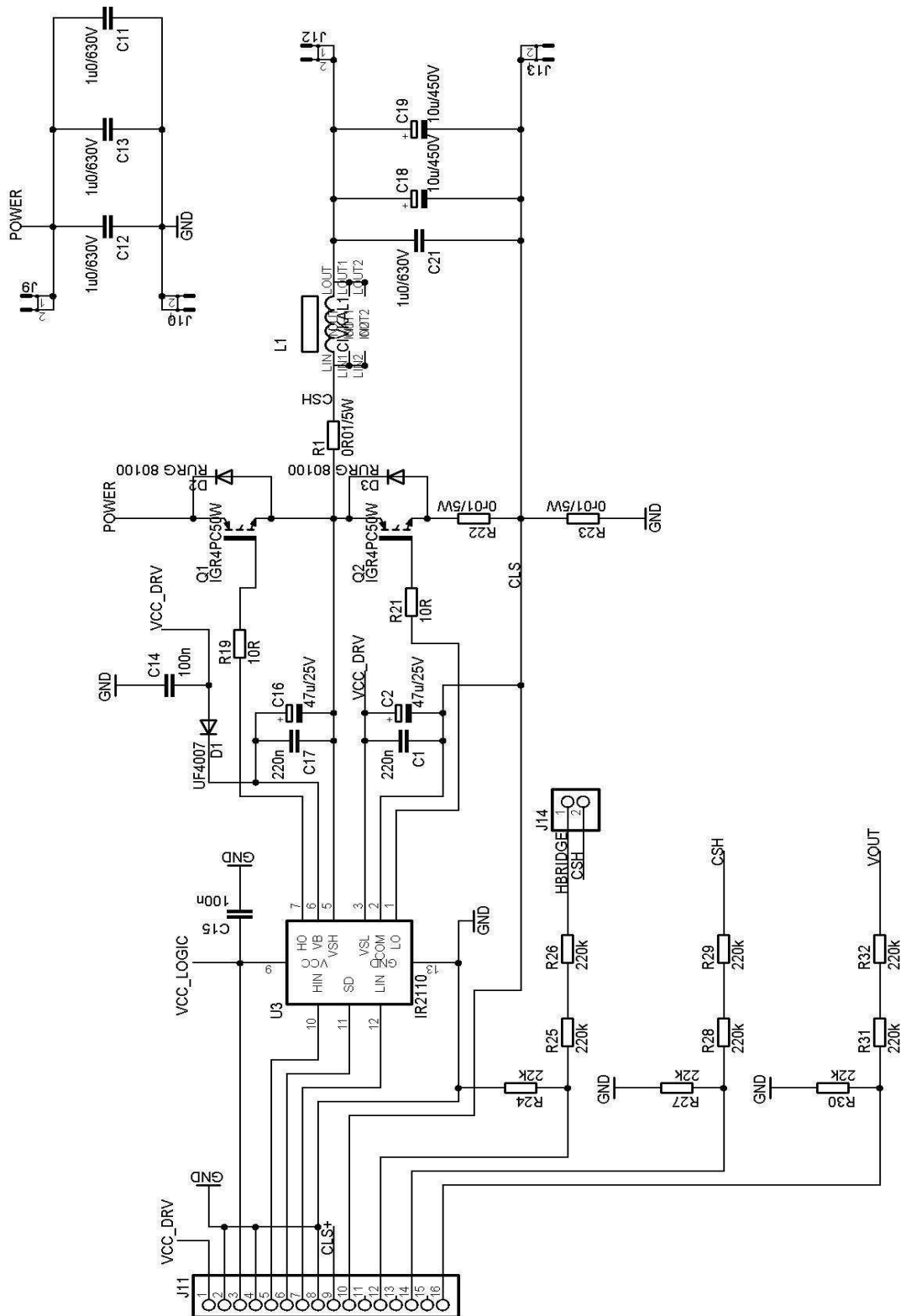




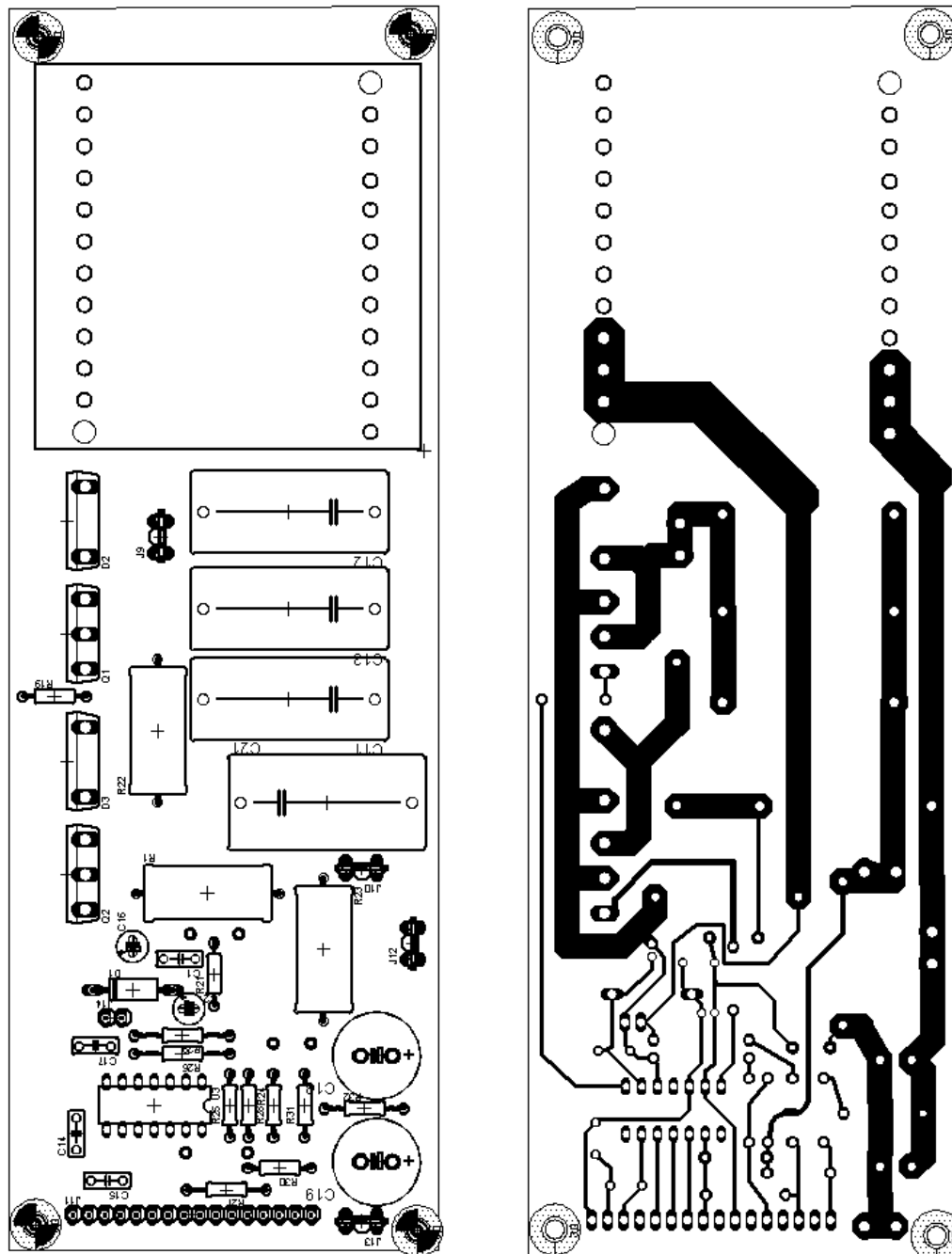
## Příloha B6: Součástky použité v modulu modulátor

Part	Value	Device	Package	Library	Sheet
C1	1n0	C-EUC0805	C0805	rcl	1
C2	100n	C-EUC0805	C0805	rcl	1
C3	100n	C-EUC0805	C0805	rcl	1
C4	1n0	C-EUC0805	C0805	rcl	1
C5	100p	C-EUC0805	C0805	rcl	1
C6	3n3	C-EUC0805	C0805	rcl	1
C7	100n	C-EUC0805	C0805	rcl	1
C8	1n0	C-EUC0805	C0805	rcl	1
C9	100n	C-EUC0805	C0805	rcl	1
C10	100n	C-EUC0805	C0805	rcl	1
IC1	TL494BD	TL494BD	SO16	TL949	1
J1		PINHD-1X3	1X03	pinhead	1
J2		PINHD-1X4	1X04	pinhead	1
J3		PINHD-1X16	1X16	pinhead	1
J4		PINHD-1X3	1X03	pinhead	1
J5		PINHD-1X3	1X03	pinhead	1
J6		PINHD-1X2	1X02	pinhead	1
J7		PINHD-1X3	1X03	pinhead	1
J8		PINHD-1X2	1X02	pinhead	1
Q1	BC557	BC557	TO92	pnnp	1
R1	2k2	R-EU_M0805	M0805	rcl	1
R2	10k	R-EU_R0805	R0805	rcl	1
R3	1k0	R-EU_M0805	M0805	rcl	1
R4	10k	R-EU_M0805	M0805	rcl	1
R5	1k0	R-EU_M0805	M0805	rcl	1
R6	10k	R-EU_M0805	M0805	rcl	1
R7	100k	R-EU_M0805	M0805	rcl	1
R8	1k0	R-EU_M0805	M0805	rcl	1
R9	100k	R- TRIMM3339P	RTRIM3339P	rcl	1
R10	100k	R-EU_M0805	M0805	rcl	1
R11	2k2	R-EU_R0805	R0805	rcl	1
R12	100k	R-EU_M0805	M0805	rcl	1
R13	1k0	R-EU_M0805	M0805	rcl	1
R14	2k2	R-EU_M0805	M0805	rcl	1
R15	2k2	R-EU_M0805	M0805	rcl	1
R16	10k	R-EU_M0805	M0805	rcl	1
R17	2k2	R-EU_M0805	M0805	rcl	1
R18	2k2	R-EU_M0805	M0805	rcl	1
T1	BC547	BC547	TO92	transistor	1
T2	BC547	BC547	TO92	transistor	1
U1	LM319SO	LM319SO	SO14	LM319SO	1

# Příloha C1: Schéma zapojení modulu output



## Příloha C2: Rozmístění součástek a deska plošných spojů modulu output



## Příloha C4: Součástky použité v modulu output

Part	Value	Device	Package	Library	Sheet
C1	220n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rcl	1
C2	47u/25V	CPOL-EUE2-5	E2-5	rcl	1
C11	1u0/630V	C-EU275-134X316	C275-134X316	rcl	1
C12	1u0/630V	C-EU275-134X316	C275-134X316	rcl	1
C13	1u0/630V	C-EU275-134X316	C275-134X316	rcl	1
C14	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rcl	1
C15	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rcl	1
C16	47u/25V	CPOL-EUE2-5	E2-5	rcl	1
C17	220n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rcl	1
C18	10u/450V	CPOL-EUE5-13	E5-13	rcl	1
C19	10u/450V	CPOL-EUE5-13	E5-13	rcl	1
C21	1u0/630V	C-EU275-154X316	C275-154X316	rcl	1
D1	UF4007 RURG	DIODE-DO15-12	DO15-12	diode	1
D2	80100 RURG	DIODE	TO247BV	rurg80100-TO247	1
D3	80100	DIODE	TO247BV	rurg80100-TO247	1
J9		ST6,3	ST6,3	con-rib	1
J10		ST6,3	ST6,3	con-rib	1
J11		PINHD-1X16	1X16	pinhead	1
J12		ST6,3	ST6,3	con-rib	1
J13		ST6,3	ST6,3	con-rib	1
J14		PINHD-1X2	1X02	pinhead	1
L1	CIVKAL1	CIVKAL1	CIVKAL1	civka	1
Q1	IGR4PC50W	IGR4PC50W	TO247BV	irg4pc50W	1
Q2	IGR4PC50W	IGR4PC50W	TO247BV	irg4pc50W	1
R1	0R01/5W	R-EU_0922/22	0922/22	rcl	1
R19	10R	R-EU_0207/10	0207/10	rcl	1
R21	10R	R-EU_0207/10	0207/10	rcl	1
R22	0r01/5W	R-EU_0922/22	0922/22	rcl	1
R23	0r01/5W	R-EU_0922/22	0922/22	rcl	1
R24	22k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl	1
R25	220k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl	1
R26	220k	R-EU_0207/15	0207/15	rcl	1
R27	22k	R-EU_0207/12	0207/12	rcl	1
R28	220k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl	1
R29	220k	R-EU_0207/15	0207/15	rcl	1
R30	22k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl	1
R31	220k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl	1
R32	220k	R-EU_0207/12	0207/12	rcl	1
U3	IR2110	IR2110	DIL14	IR2110	1